

Жуйков В. Я., Миколаєць Д. А., Тунг Н. Л.

**ОДНОФАЗНИЙ  
ФІЛЬТРО-КОМПЕНСАЦІЙНИЙ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧ  
НА СТОРОНІ ЗМІННОГО СТРУМУ**

2018

УДК 621.31

*Рекомендовано вченою радою  
Національного технічного університету України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,  
протокол № 5 від 14.05. 2018 р.*

**Рецензенти:**

**Новський В. О.**, доктор технічних наук, старший науковий співробітник

**Денисов Ю. О.**, доктор технічних наук, професор

Ж84 Жуйков В. Я., Миколаєць Д. А., Тунг Н. Л. Однофазний фільтро-компенсаційний перетворювач на стороні змінного струму : монографія / В. Я. Жуйков та ін. – Київ : Освіта України, 2018. – 154 с.

Монографія присвячена аналізу електромагнітних процесів, що протікають у фільтро-компенсаційному перетворювачі, а також побудові системи гарантованого електроживлення на його базі. Запропоновані методи розрахунку параметрів фільтро-компенсаційного перетворювача за миттєвими та середніми значеннями струмів і напруг. Розглянуто режими роботи пристрою в умовах заряду акумулятора та зникнення напруги мережі. Проаналізовані результати моделювання системи у відповідних режимах роботи. Монографія корисна для спеціалістів в галузі електроніки та електротехніки, аспірантів та студентів старших курсів.

ISBN 978-617-7366-52-1

© Жуйков В. Я., Миколаєць Д. А., Тунг Н. Л., 2018

# ЗМІСТ

|  |           |
|--|-----------|
| Передмова .....  | 5         |
| <b>Розділ 1. Шляхи компенсації реактивної енергії .....</b>  | <b>9</b>  |
| 1.1. Критерії визначення реактивної потужності .....   | 9         |
| 1.1.1. Класичний метод визначення<br>реактивної потужності .....                                   | 9         |
| 1.1.2. Визначення величини реактивної потужності<br>по Фрізе .....                                 | 10        |
| 1.1.3. Теорія обмінної потужності .....  | 11        |
| 1.1.4. Порівняння основних підходів визначення<br>реактивної потужності .....                      | 12        |
| 1.2. Джерела виникнення реактивної енергії .....   | 13        |
| 1.3. Засоби компенсації реактивної енергії .....   | 18        |
| 1.3.1. Пасивна корекція коефіцієнта потужності .....   | 18        |
| 1.3.2. Активна корекція коефіцієнта потужності .....   | 21        |
| 1.4. Фільтро-компенсаційний перетворювач<br>паралельного типу .....                                | 37        |
| 1.5. Однофазні системи гарантованого електроживлення<br>з компенсацією реактивної потужності ..... | 40        |
| <b>Розділ 2. Аналіз процесів у фільтро-компенсаційному<br/>перетворювачі .....</b>                 | <b>50</b> |
| 2.1. Розрахунок за миттєвими значеннями напруг<br>та струмів .....                                 | 50        |
| 2.1.1. Визначення енергії, накопиченої в фільтро-<br>компенсаційному перетворювачі .....           | 61        |
| 2.1.2. Розрахунок основних параметрів фільтро-<br>компенсаційного перетворювача .....              | 68        |
| 2.2. Розрахунок за середніми значеннями струмів та напруг. .                                       | 73        |
| 2.3. Послідовність розрахунку та алгоритм керування<br>фільтро-компенсаційним перетворювачем ..... | 79        |
| 2.3.1. Аналіз процесів у фільтро-компенсаційному<br>перетворювачі .....                            | 79        |
| 2.3.2. Послідовність розрахунку фільтро-компенсаційного<br>перетворювача .....                     | 84        |

|   |            |
|---|------------|
| 2.3.3. Аналіз функцій керування фільтро-компенсаційним перетворювачем .....   | 87         |
| <b>Розділ 3. Побудова системи гарантованого електроживлення на базі фільтро-компенсаційного перетворювача .....</b>                                       | <b>90</b>  |
| 3.1. Розрахунок системи з зарядом акумулятору постійним струмом .....   | 90         |
| 3.1.1. Визначення амплітуди вхідного струму $I_m$ .....   | 90         |
| 3.1.2. Знаходження напруги на конденсаторі $U_c$ та значення індуктивності $L$ з умов балансу енергії ФКП та рівномірного розподілу енергії джерела ..... | 91         |
| 3.1.3. Розрахунок за середніми значеннями струмів та напруг .....   | 92         |
| 3.1.4. Етапи розрахунку пристрою з системою заряду акумулятора .....  | 95         |
| 3.2. Особливості побудови системи гарантованого електроживлення на базі фільтро-компенсаційного перетворювача .....                                       | 101        |
| 3.2.1 Спрощений розрахунок системи з зарядом акумулятору постійним струмом .....  | 101        |
| 3.2.2 Визначення амплітуди вхідного струму при високих коефіцієнтах нелінійних спотворень .....   | 108        |
| 3.3. Фільтро-компенсаційний перетворювач паралельного типу з системою заряду акумулятора імпульсним асиметричним струмом .....                            | 112        |
| <b>Розділ 4. Моделювання фільтро-компенсаційного перетворювача з зарядом акумулятора .....</b>  | <b>119</b> |
| 4.1. Алгоритм системи керування .....   | 119        |
| 4.2. Моделювання процесів фільтро-компенсаційного перетворювача з зарядом акумулятора в середовищі Simulink .....   | 124        |
| 4.3. Система керування джерелом безперебійного живлення на базі фільтро-компенсаційного перетворювача .....   | 135        |
| Додаток .....   | 139        |
| Список використаних джерел .....  | 141        |



# ПЕРЕДМОВА

---

На сучасному етапі розвитку електротехнічних пристроїв проблема електромагнітної сумісності (ЕМС) є найбільш значущою і стоїть поряд із проблемами екології, енергетичної безпеки та енергоресурсозбереження. Щорічні економічні збитки в Україні, обумовлені незадовільним рівнем електромагнітної сумісності в промисловості та побуті, складають сотні мільйонів доларів США, при цьому втрати в електричних мережах сягають 12–14%, а за деякими статистичними даними до 18%, що вказує на вкрай важливий науковий напрям, пов'язаний з вирішенням проблеми забезпечення необхідної якості електричної енергії.

Згідно Закону України від 18 березня 2004 року №1629-IV *«Про Загальнодержавну програму адаптації законодавства України до законодавства Європейського Союзу»*, Україна зобов'язується привести національні мережі у відповідність до стандартів Європейського Союзу, тому необхідним є забезпечення зниження вищих гармонік струмів споживання нелінійних навантажень [26, 41]. Паралельно з проблемою регламентування основних параметрів якості електроенергії, потужним напрямком є забезпечення нормованих значень показників електромагнітної сумісності, що виражається в розробці технічних засобів підвищення коефіцієнта потужності. Завдання підвищення якості електричної енергії є одним з найважливіших напрямків зменшення споживання паливно-енергетичних ресурсів та забезпечення підвищення надійності та довговічності роботи електротехнічного устаткування [101].

В даний час завдання економії енергоресурсів та зменшення енергоємності промислової продукції є актуальним у багатьох країнах. Однією з основних причин виникнення втрат є передача електроенергії і супроводжуючої її реактивної потужності на значну відстань від електростанцій до місць споживання, а також широке застосування глибокорегульованих вентильних перетворювачів, нелінійних і різкозмінних навантажень. Компенсація реактивної потужності є одним з найважливіших шляхів вирішення цього завдання. Недостатній рівень компенсації реактивної потужності призводить до погіршення використання генераторів електростан-

цій, зменшення пропускної здатності ліній електропередачі, відхилення мережевої напруги від номінальних значень, зниження коефіцієнта потужності.

Численні публікації, що відображають питання компенсації реактивної потужності, присвячені проблемі визначення складових повної потужності і пошуку інтегральних характеристик, що відображають сутність енергетичних процесів [5, 52, 68, 89, 119]. Традиційне визначення реактивної потужності в лінійних і синусоїдальних ланцюгах не може застосовуватися для нелінійних і несинусоїдальних ланцюгів [8, 79, 96], для яких важко визначити фізично обґрунтовану інтегральну величину реактивної потужності, при цьому підходи до поділу повної потужності носять неоднозначний характер [79]. Багатоваріантність у визначенні потужностей ускладнює як проведення розрахунків і оцінок складових повної потужності, так і здійснення компенсації або підвищення коефіцієнта потужності [68]. Проблеми забезпечення електромагнітної сумісності висвітлені в численних роботах Шидловського А. К., Кириленка О. В., Жаркіна А. Ф., Жемерова Г. Г., Новського В. О., Денисюка С. П., Домніна І. Ф.

Згідно з чинним ДСТУ ІЕС 62040-3:2004 — «Системи гарантованого електропостачання. Агрегати безперебійного живлення. Частина 3.» параметри якості електричної енергії в системах гарантованого електропостачання мають відповідати таким вимогам: діюче значення напруги має бути у межах  $220 \text{ В} \pm 10 \%$ , частота —  $50 \text{ Гц} \pm 1 \%$ , коефіцієнт несинусоїдальності — тривало до  $8 \%$ , короткочасно — до  $12 \%$ . На сьогоднішній день у зв'язку з широким використанням пристроїв, що споживають струм з високим вмістом вищих гармонік, велике значення має вирішення проблеми забезпечення електромагнітної сумісності електричних мереж електроспоживання та електропостачання. Більшість пристроїв мають на вході випрямлячі з активно ємнісним навантаженням, що зумовлює погіршення коефіцієнту потужності та призводить до збільшення нагрівання провідників ліній електропередач, критичних режимів роботи підстанцій та спотворення напруги мережі. Всі ці спотворення напруги не лише суттєво скорочують термін служби електроустаткування, а й можуть призвести до непередбачуваних наслідків — втрати інформації, пошкодження пристроїв, що її запам'ятовують або оброблюють, часткового чи навіть повного виходу їх з ладу.

Для забезпечення електромагнітної сумісності навантаження з мережею створена значна кількість одно- та трифазних пристроїв компенсації реактивної потужності (синхронні компенсатори і двигуни, конденсаторні батареї, симетруючі й симетрокомпенсаційні пристрої, активні фільтри), застосування яких на сьогодні є фактично обов'язковим в сучасній промисловості та житлово-комунальному секторі [32]. З-поміж існуючих рішень, в останній час актуальним напрямком наукових досліджень стали засоби активної фільтрації, які мають більш високу швидкодію, а також менші масо-габаритні показники, в порівнянні з пасивними компенсаторами реактивної потужності [98].

Більшість існуючих компенсаційних пристроїв дозволяє вирішити лише окрему частину загальної задачі компенсації (компенсація по основній гармоніці і по неосновних гармоніках). Крім того, ефективна компенсація реактивної потужності по неосновних гармоніках можлива тільки при незмінному спектрі енергетичного процесу, оскільки реактивна потужність при зміні типу та характеру навантаження може змінюватися за випадковим законом. Поліпшення ефективності компенсаційних пристроїв досягається застосуванням груп компенсаційних пристроїв, що дозволяють реалізувати принцип компенсації по миттєвих характеристиках енергетичного процесу. До таких груп відноситься фільтро-компенсаційний пристрій на основі широтно-імпульсного перетворювача, принцип побудови якого є більш складним у порівнянні з іншими компенсаційними пристроями. Розробка мікропроцесорних систем керування та відповідних алгоритмів сприяє широкому застосуванню таких пристроїв для забезпечення високих енергетичних показників систем живлення.

Електроприймачі споживачів електроенергії класифікують згідно з вимогами до надійності енергопостачання. Всього виділяють три категорії споживачів. До складу I групи входять відповідальні споживачі, які за своїм устроєм чутливі до якості електроживлення та є критичними додатками електротехнічної інфраструктури підприємства, оскільки при порушеннях електроживлення виникає суттєва загроза виходу з ладу виробничого обладнання, втрати даних, зупинки виробничих процесів, що у свою чергу призведе до прямих фінансових втрат. Згідно з «Правилами технічної експлуатації електроустановок споживачів» і комплексу стандартів щодо

електропостачання, живлення споживачів І групи має здійснюватися за рахунок додаткового резервного джерела живлення, незалежного від центральної енергосистеми.

У зв'язку з невід'ємним використанням акумуляторних батарей у пристроях гарантованого електроживлення актуальною є проблема подовження їх строку експлуатації. Вирішення цієї проблеми може бути досягнуто шляхом вдосконалення пристроїв та способів заряду акумуляторних батарей, в тому числі заряду імпульсним асиметричним струмом, оскільки такий заряд перевищує за якісними показниками інші та дозволяє збільшити термін служби батареї.

Для промисловості, IT-сфери, медицини, сфери торгівлі та інших галузей надзвичайно важливе безперебійне електроживлення, оскільки при порушеннях виникає суттєва загроза виходу з ладу виробничого обладнання, втрати даних, зупинки виробничих процесів, що у свою чергу призведе до прямих фінансових втрат та навіть до катастрофічних наслідків. Тому розвиток теорії побудови пристроїв компенсації реактивної потужності з забезпеченням гарантованого електроживлення є актуальною науково-технічною задачею.

Таким чином, реалізація в одному пристрої функції компенсатора реактивної енергії, придушення гармонічних складових, відмінних від основної, поліпшення кривої споживаного струму і забезпечення гарантованого електроживлення зі збереженням часу експлуатації акумуляторного накопичувача є актуальною задачею.

Монографія присвячена аналізу електромагнітних процесів, що протікають у фільтро-компенсаційному перетворювачі, а також побудові системи гарантованого електроживлення на його базі. Розглянуто режими роботи пристрою в умовах заряду акумулятора та зникнення напруги мережі. Робота корисна для спеціалістів в галузі електроніки та електротехніки, студентів старших курсів і аспірантів відповідних спеціальностей та ін..

Автори висловлюють щиру подяку рецензентам за слушні зауваження, які сприяли поліпшенню монографії.

Прохання, відгуки та зауваження надсилати за адресою: 03056, м. Київ, пр-т Перемоги, 37, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», кафедра «Промислової електроніки».

# Розділ 1

## ШЛЯХИ КОМПЕНСАЦІЇ РЕАКТИВНОЇ ЕНЕРГІЇ

---

### 1.1. Критерії визначення реактивної потужності

Важливим питанням при аналізі енергетичних процесів, що протікають в електричних схема і системах, є визначення реактивної енергії мережі на її різних ділянках і вибору раціонального критерію визначення цієї енергії. В якості основних критеріїв визначення реактивної енергії виділяють наступні [5, 52, 68, 89, 119].

#### 1.1.1. Класичний метод визначення реактивної потужності

В лінійних ланцюгах при синусоїдальному процесі реактивна потужність традиційно визначається виразом:

$$Q = UI \sin \varphi, \quad (1.1)$$

де  $U, I$  — відповідно діючі значення напруги і струму;  $\varphi$  — кут зсуву фаз між струмом і напругою. При  $Q > 0$  — навантаження є споживачем реактивної потужності, а при  $Q < 0$  — джерелом.

Реактивна потужність має наступний фізичний зміст: енергія, якою обмінюється генератор і приймач [8]. Реактивна  $Q$ , активна  $P$  (Вт) і повна потужність  $S$  зв'язані наступною залежністю:

$$Q^2 + P^2 = S^2, \quad (1.2)$$

При несинусоїдальному процесі використовують поняття реактивної потужності по Будяну:

$$Q = \sum_{k=1}^n U_k I_k \sin \varphi_k, \quad (1.3)$$

де  $k$  — номер гармоніки.

Різниця між квадратом повної потужності і сумою квадратів активної і реактивної потужностей визначається як потужність спотворень:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (1.4)$$

Різними авторами реактивна потужність може бути визначена як [37, 50, 98]:

$$Q = \sum_{k=1}^n k U_k I_k \sin \varphi_k, \quad (1.5)$$

або

$$Q = \sum_{k=1}^n \frac{1}{k} U_k I_k \sin \varphi_k, \quad (1.6)$$

що приводять до різних результатів при аналізі одного і того ж енергетичного процесу.

Для підвищення коефіцієнта потужності  $\lambda = \frac{P}{S}$ , необхідно зменшити реактивну складову  $Q$  повної потужності. Однак визначення реактивної потужності за формулою (1.3) не дає можливості точно оцінити енергетичні процеси в електричному ланцюзі, оскільки таке визначення приводить до взаємної компенсації реактивної потужності різних гармонік і можливий випадок, коли  $Q = 0$ , а реактивна складова струму при цьому не буде компенсуватися [79].

Крім того, застосування формули (1.3) недоцільно через відсутність еквівалентності перетворення реактивної потужності різних частот [96]. Таким чином, потужність по Бодяну не точно визначає енергетичний процес в системі, а формальна компенсація реактивної потужності може привести до підвищення додаткових вищих гармонік струму і збільшення спотворень форми напруги мережі.

### **1.1.2. Визначення величини реактивної потужності по Фрізе**

Згідно з теорією, запропонованою Фрізе, деяке навантаження, що розглядається, можна замінити двома елементами: активним, який споживає енергію, і реактивним, який обмінюється енергією з

джерелом. Струм в ланцюгу джерело-навантаження визначається у вигляді суми активної і реактивної складових [5, 89]:

$$i(t) = i_p(t) + i_q(t), \quad (1.7)$$

$$I^2 = I_p^2 + I_q^2, \quad (1.8)$$

де  $i(t)$  і  $I$  — відповідно миттєве і діюче значення струму; індекс  $p$  відноситься до активної, а  $q$  — до реактивної складової струму.

Аналогічно, повна потужність розділяється на дві складові:

$$S^2 = P^2 + Q_F^2$$

де  $P = UI_p$  — активна потужність,  $Q_F = UI_q$  — реактивна по Фрізе, чи неактивна потужність.

Із виразів випливає, що компенсація реактивної потужності по Фрізе, тобто зменшення  $Q_F$ ,  $I_q$ , призводить до мінімізації струму  $I$  і зниження встановленої потужності джерела, що може бути зокрема здійснене включенням паралельно навантаженню компенсатора зі струмом  $i_k(t) = -i_q(t)$ .

### 1.1.3. Теорія обмінної потужності

Енергію, що надходить від джерела до нелінійного навантаження, що включає у себе накопичувачі електричної енергії, можна розділити на два потоки: прямий потік, що визначає кількість енергії, що передається від джерела до навантаження протягом інтервалу часу  $t^+$ , коли миттєва потужність  $p(t) > 0$ , і зворотній потік, який характеризує кількість енергії, що повертається назад у джерело за інтервал часу  $t^-$ , коли  $p(t) < 0$  [52, 89]. Середня пряма і середня зворотна потужність визначається відповідно за формулами:

$$P^+ = \frac{1}{T} \int_0^{t^+} p(t) dt \geq 0, \quad (1.9)$$

$$P^- = \int_0^{t^-} p(t) dt \leq 0, \quad (1.10)$$

Сума цих потужностей визначає активну потужність, а різниця — повну потужність джерела:

$$P = P^+ + P^- = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt, \quad (1.11)$$

$$P_{дж} = P^+ - P^-. \quad (1.12)$$

Потужність, що циркулює між джерелом і споживачем, не здійснюючи роботи, називають обмінною потужністю:

$$|P_{дж} - P| = 2 |P|. \quad (1.13)$$

Коефіцієнт потужності в даному випадку визначається виразом  $\chi = \frac{P}{P_{дж}}$ , і для його корекції необхідно компенсувати обмінну потужність, тобто зменшити  $P$  для усунення повернення енергії від споживача [5, 89].

#### 1.1.4. Порівняння основних підходів визначення реактивної потужності

Якщо обрати ознаками наявності реактивної потужності в системі:

- а) нерівність повної і активної потужності ( $P \neq S$ );
- б) наявність вузла здвигу фаз між струмом і напругою ( $\varphi_k \neq 0$ ,  $k = 1, 2, 3, \dots$ );
- в) повернення енергії із навантаження ( $P \neq 0$ );
- г) зміна в часі миттєвого опору споживача ( $r(t) \neq 0$ ), то зв'язок класичного визначення реактивної потужності  $Q$ , потужності по Фрізе  $Q_F$  і обмінної потужності  $Q_{обм}$  зі вказаними ознаками при несинусоїдальному процесі можна представити в табл. 1.1, де позначення  $\Leftarrow$  «...» означає: із умови «...» впливає вказана ознака, позначення  $\Rightarrow$  «...» — із вказаної ознаки впливає умова «...», позначення  $\Leftrightarrow$  «...» — між вказаною ознакою і умовою «...» є однозначна відповідність [5].

Із таблиці 1.1 випливає:

- якщо  $Q \neq 0$ , то  $Q_F \neq 0$  ( $Q_{обм}$  при цьому може бути рівною нулю);
- якщо  $Q_{обм} \neq 0$ , то  $Q_F \neq 0$  ( $Q$  при цьому може бути рівною нулю);
- реактивна потужність по Фрізе охоплює найбільшу кількість ознак. Потужності  $Q$ ,  $Q_{обм}$  є складовими потужності по Фрізе і при  $Q_F = 0$ , потужність  $Q = Q_{обм} = 0$ .



Таблиця 1.1

**Порівняння основних підходів визначення реактивної потужності**

| Ознака             | $Q$                     | $Q_F$                          | $Q_{\text{ОБМ}}$                          |
|--------------------|-------------------------|--------------------------------|---|
| $S \neq P$         | $\Leftarrow «Q \neq 0»$ | $\Leftrightarrow «Q_F \neq 0»$ | $\Leftarrow «Q_{\text{ОБМ}} \neq 0»$      |
| $\varphi_k \neq 0$ | $\Leftarrow «Q \neq 0»$ | $\Rightarrow «Q_F \neq 0»$     | $«Q_{\text{ОБМ}} \neq 0»$                 |
| $P \neq 0$         | $«Q \neq 0»$            | $\Rightarrow «Q_F \neq 0»$     | $\Leftrightarrow «Q_{\text{ОБМ}} \neq 0»$ |
| $r(t) \neq 0$      | $\Leftarrow «Q \neq 0»$ | $\Leftrightarrow «Q_F \neq 0»$ | $\Leftarrow «Q_{\text{ОБМ}} \neq 0»$      |

Для лінійних і нелінійних електричних ланцюгів при несинусоїдальному процесі існують різні підходи до визначення складових потужності [5, 22, 28, 52, 59, 89, 102]. Така багатоваріантність у визначенні потужностей ускладнює проведення розрахунків і оцінок складових повної потужності, а також здійснення компенсації чи підвищення коефіцієнта потужності [5]. Для досягнення відповідної якості електроенергії необхідно використовувати або велику кількість різних інтегральних потужностей, або користуватися миттєвими характеристиками.

## 1.2. Джерела виникнення реактивної енергії

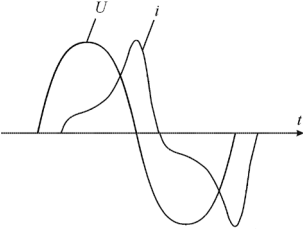
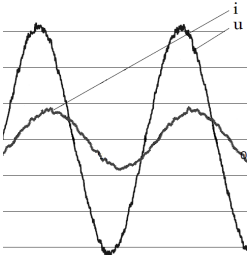
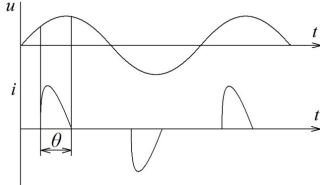

На сьогодні досить значною проблемою в енергетиці та силовій електроніці є забезпечення необхідної якості електроенергії [24, 29, 33, 59, 65, 100]. Існуючі нелінійності навантажень впливають на зменшення коефіцієнта потужності та збільшення вмісту вищих гармонік струму споживання, що призводить до спотворення форми напруги мережі [18, 25]. Багато навантажень потребують високої якості електроживлення, і їх якісна робота може бути забезпечена тільки при низькому вмісті вищих гармонік та коефіцієнту форми, який відповідає ідеальній синусоїдальній напрузі [7, 18]. Крім того, відхилення коефіцієнту потужності  $K_{\text{п}}$  від одиниці означає відповідне спотворення струму, що призводить до втрат енергії в мережах та обладнанні і є однією з причин додаткового зменшення ресурсу роботи пристроїв [104].

В країнах Європи та СНД прийняті жорсткі норми якості електричної енергії, які установлюють граничні значення амплітуд вищих гармонік струму споживання, і оскільки державою взято на себе зобов'язання привести власне енергетичне законодавство у відповідність до європейського, актуальною є задача забезпечення відповідних норм електромагнітної сумісності [26]. До найбільш поширених видів устаткування, що ініціюють виникнення реактивної енергії, відносяться, наприклад, такі: 1) трансформатори; 2) двигуни; 3) випрямлячі; 4) індукційні печі; 5) люмінесцентні лампи, які також називають «енергозберігаючими».

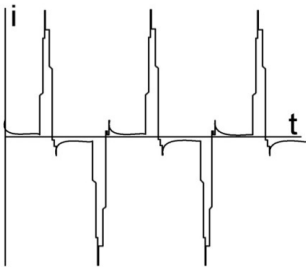
**Силові трансформатори** є одними з найбільших споживачів реактивної енергії. Реактивна потужність трансформатора складається з двох складових: реактивної потужності розсіювання  $Q_p$  та реактивної потужності холостого ходу  $Q_0$  [62]. Величина реактивної потужності, що споживається трансформатором, значно залежить від ступеня його навантаженості, оскільки при холостому ході  $\cos\varphi < 0,1$  [19]. Струм намагнічування трансформатора відстає від напруги на величину, що залежить від коефіцієнту самоіндукції та опору осердя. Цей струм має несинусоїдальну форму, оскільки визначається функцією намагнічування осердя трансформатора, яка описується петлею гістерезису і визначає залежність магнітного потоку від струму намагнічування. Максимальна величина напруженості поля, що дорівнює напруженості при знаходженні робочої точки в режимі насичення, визначає пік струму, що не співпадає з піком графіку магнітного потоку. В табл. 1.2, рядок 1 наведено: 1) типові часові діаграми; 2)  $\cos\varphi$ ; 3) коефіцієнт гармонік,  $K_r$  для силових трансформаторів (варто зауважити, що на сьогодні більш вживаним параметром є загальний коефіцієнт нелінійних спотворень,  $K_n$ , проте його можна виразити, знаючи лише коефіцієнт гармонік, як  $K_r = K_n / \sqrt{1 - K_n^2}$ ).

Таблиця 1.2

## Споживачі реактивної потужності

|   | Споживачі реактивної потужності | Часові діаграми   | Інтегральні параметри   |
|---|---------------------------------|---|---|
| 1 | Силові трансформатори           |    | $\cos \varphi = \begin{cases} 0,8-0,9, \\ P_H \approx P_{\text{ном}} \end{cases}$ $\begin{cases} 0,1-0,2, \\ P_H \ll P_{\text{ном}} \end{cases}$ $K_r = 20\%-50\% [58, 80]$ |
| 2 | Асинхронні двигуни              |    | $\cos \varphi = \begin{cases} 0,8-0,9, \\ P_H \approx P_{\text{ном}} \end{cases}$ $\begin{cases} 0,25-0,3, \\ P_H \ll P_{\text{ном}} \end{cases}$ $K_r = 2\%-10\% [38]$     |
| 3 | Випрямлячі                      |   | $\cos \varphi = 0,6-0,95 [46]$ $K_r = 120\%-150\% [57]$   |
| 4 | Люмінесцентні лампи             |  | $\cos \varphi \approx 0,9 [46]$ $K_r = 130\%-170\% [57]$  |

Закінчення табл. 1.2.

|   | Споживачі реактивної потужності | Часові діаграми   | Інтегральні параметри                                   |
|---|---------------------------------|---|---|
| 5 | Індукційні печі                 |  | $\cos\varphi \approx 0,8$ [62]<br>$K_f = 120\% - 150\%$ |

Часові діаграми ілюструють, що при роботі трансформатора в режимі, близькому до холостого ходу (при потужності навантаження  $P_n$  значно меншій номінальній потужності  $P_{ном}$ ), і при синусоїдальній напрузі джерела живлення  $u$  струм намагнічування має несинусоїдальну форму, а  $\cos\varphi$  при цьому є рівним  $0,1 \dots 0,2$ . При зростанні потужності навантаження до номінальної,  $\cos\varphi$  зростає до  $0,8 \dots 0,9$ , а коефіцієнт гармонік  $K_f$  зменшується. Наявність такого спотвореного струму навантаження призводить до спотворення напруги на первинній обмотці трансформатора за рахунок наявності внутрішнього опору джерела живлення та суттєвого спотворення напруги на вторинній обмотці за рахунок як внутрішнього опору джерела живлення, так і опорів обмоток трансформатора.

Серед **двигунів** найбільш поширеними у застосуванні в області малих та середніх потужностей та значущими споживачами реактивної енергії є асинхронні двигуни. Оскільки енергія зі статора двигуна передається до ротора, то, як і в силових трансформаторах, коефіцієнт потужності асинхронного двигуна сильно залежить від ступеня його завантаженості [62]. Еквівалентна схема асинхронного двигуна подібна еквівалентній схемі трансформатора, і його реактивна потужність також складається з потужності холостого ходу та потужності розсіювання. Однак слід приймати до уваги, що струм споживання асинхронного двигуна залежить від ковзання  $S$ , тобто від співвідношення частоти обертання магнітного поля

відносно ротора до синхронної частоти обертання поля, що призводить до різних параметрів еквівалентної схеми по відношенню до гармонічних складових напруги, що живить двигун. В сучасних системах електроживлення асинхронний привід використовується з перетворювачами електричної енергії, які дозволяють гнучко керувати розгоном, гальмуванням та підтриманням як необхідної форми напруги, так і  $\cos\phi$ . На часових діаграмах табл. 1.2, рядок 2 наведено приклад форми напруги та струму асинхронного двигуна з перетворювачем, що спричиняє наявність високочастотних коливань на кривій напруги живлення. Як і у випадку з трансформатором,  $\cos\phi$  змінюється від 0,8...0,9 при  $P_{\text{н}} \approx P_{\text{ном}}$  до 0,25...0,3 при  $P_{\text{н}} \ll P_{\text{ном}}$  [19, 62]. Перетворювач, що живить асинхронний двигун, забезпечує коефіцієнт гармонік на рівні 2...8 %.

Як однофазні, так і трифазні **випрямлячі** призводять до спотворення струму споживання за рахунок наявності кута комутації та роботи вентиля на інтервалі, меншому півперіоду напруги мережі. Однак найбільші спотворення струму та напруги створюють силові випрямлячі з ємнісними фільтрами, часові діаграми напруги та струму яких наведені в рядку 3 табл. 1.2. При імпульсному струмі коефіцієнт гармонік має найбільше значення і складає 120...150 %, тоді як  $\cos\phi$  знаходиться в межах 0,6...0,95 [57, 129]. Випрямлячі з ємнісним фільтром мають надзвичайно широке розповсюдження, оскільки являються частиною джерела живлення багатьох побутових та комерційних пристроїв: моніторів, серверів, телевізорів, сучасних ПК, медичного обладнання [1] та ін., тому вищі гармоніки, які генеруються цими пристроями, є значною проблемою для сучасних електромереж.

**Люмінесцентні лампи** характеризуються такими характеристиками, як висока світловіддача та тривалий час роботи. Однак для їх запалювання та коректної роботи необхідні пускорегулювальні пристрої, використання яких призводить до генерації в мережу високочастотних гармонічних складових струму. До того ж зниження амплітуди гармонік з ростом їх номера проходить досить повільно [57]. В табл. 1.2, рядок 4 представлені типові часові діаграми струму споживання люмінесцентних ламп,  $\cos\phi$ , що зазвичай становить близько 0,9, та коефіцієнт гармонік, який може складати від 130 % до 170 %.

**Індукційні печі** зазвичай живляться від перетворювачів частоти, на вході яких вмикаються випрямлячі з ємнісними фільтрами,

тому вхідний струм має імпульсну форму з високим коефіцієнтом гармонік. В порівнянні з випрямлячами з активно-ємнісним навантаженням, спектр гармонік струму, що споживають індукційні печі, знаходиться в області більш високих частот, хоча в цілому коефіцієнт гармонік має приблизно таке ж значення і складає 120...150 %, а  $\cos\phi$  у подібних пристроях має величину, близьку до 0,8. В табл. 1.2, рядок 5 наведено типові часові діаграми для індукційних печей з перетворювачами частоти на вході. Оскільки потужність таких установок може бути досить високою, їхній вплив на мережу є значним і тому потребує уваги.

Наведений перелік найбільш типових пристроїв, що ініціюють виникнення реактивної енергії, показує, що для забезпечення електромагнітної сумісності навантаження з мережею необхідно забезпечити реакцію мережі, відповідну до реакції при підключеному активному навантаженні. Така реакція забезпечується при підключенні паралельно до нелінійних навантажень компенсаторів реактивної потужності. Різноманітність нелінійних навантажень, використання в сучасних системах електроживлення відновлювальних джерел, які мають досить значні внутрішні опори, та накопичувачів електроенергії робить задачу розробки та дослідження компенсаторів реактивної енергії досить актуальною.

## **1.3. Засоби компенсації реактивної енергії**

Для корекції коефіцієнта потужності використовуються пасивні та активні пристрої.

### **1.3.1. Пасивна корекція коефіцієнта потужності**

**Конденсаторні батареї** застосовуються в розподільних мережах. Іноді послідовно з конденсатором вводиться невеликий реактор для фільтрації гармонік. Перевага конденсаторних батарей полягає в можливості великого вибору встановлених потужностей, малих питомих втратах, простоті монтажу та експлуатації, високому ККД [50, 90]. Реактивна потужність, що віддається конденсатором в мережу, визначається виразами [45, 50]:

$Q = 2\pi fCU^2$  — для однофазного і трифазного конденсатора при з'єднанні трикутником,

$Q = \frac{2}{3}\pi fCU^2$  — для трифазного конденсатора при з'єднанні зіркою,

де  $f$  [Гц] — частота струму,  $C$  [Ф] — ємність конденсатора (для трифазного конденсатора — сума ємностей всіх трьох фаз).

Найбільш широко на промислових підприємствах застосовується поперечна корекція (тобто конденсатор включається в мережу паралельно навантаженню). Поздовжня корекція (послідовне включення конденсатора і навантаження) використовується в окремих випадках при різкозмінюваному навантаженні (живлення зварювальних агрегатів, феросплавних печей, потужних прокатних станів та ін.) [19]. Хоча при поздовжній корекції реактивна потужність, споживана з мережі, знижується в меншій мірі, ніж при поперечній, проте в даному випадку вдається зменшити коливання напруги мережі [19, 45].

До недоліків конденсаторних батарей відносяться негативний вплив на стійкість; наявність значних кидків струмів і напруг при комутації конденсаторів, що призводить до зниження їх терміну служби; ступінчастість регулювання потужності, яка не дає можливості повній і плавній компенсації реактивної потужності у всіх робочих режимах систем [7, 102]; важкий режим роботи конденсаторів при їх включенні в низьковольтних мережах і відключенні у високовольтних [10, 39, 102].

Для отримання необхідної потужності конденсатори з'єднуються в батареї змішано (паралельно, послідовно). Як відомо, при паралельному з'єднанні секцій конденсаторів  $C_1, C_2, \dots, C_m$  еквівалентна ємність  $C_3 = C_1 + C_2 + \dots + C_m$ , тому при регулюванні по одиничному коду відношення потужностей секцій вибирається рівним  $C_1 : C_2 : \dots : C_m = 1 : 1 : \dots : 1$ , а по двійковому коду  $C_1 : C_2 : \dots : C_m = 2^0 : 2^1 : \dots : 2^{m-1}$ .

Для підвищення ефективності використання конденсаторних установок використовуються різні способи включення конденсаторів в секції та алгоритми їх комутації [12, 48, 51, 53]. Недоліки способу включення конденсаторів у секції із співвідношенням потужностей  $2^0 : 2^1 : \dots : 2^{m-1}$  полягають у тому, що комутаційні апарати повинні бути різнотипними, має місце наявність кидків струмів в

установці при короткочасному відключенні всіх секцій і включенні наступного набору і складність підбору конденсаторів. Ці недоліки можна частково усунути шляхом використання спеціального алгоритму управління ступенями конденсаторних батарей [48]. Для підвищення плавності регулювання при обмеженому числі ступенів запропоновано пристрій з  $N_1$  конденсаторів меншої потужності (потужність кожного ступеня  $Q_1$ ) та  $N_2$  конденсаторів більшої потужності (потужність кожного ступеня  $Q_2$ ). Потужності  $Q_1$ ,  $Q_2$  вибираються з умови  $Q_2 = (N_1 + 1)Q_1$ . При включенні (відключенні) одного ступеня потужності  $Q_2$ , відключаються (включаються) всі ступені потужності  $Q_1$ . Кількість ступенів зазначеної схеми дорівнює  $N_1 + N_2 + N_1 N_2$  і буде максимальною при  $N_1 = N_2$ . У трифазній схемі включення конденсаторних батарей з двома трикутниками [51], кожна сторона яких складається з двох конденсаторів, за допомогою чотирьох перемикачів можна скласти вісім схем з'єднання конденсаторів у секції і таким чином підвищити точність регулювання потужності при невеликому числі конденсаторів.

Ступенева зміна реактивної потужності індуктивного елемента проводиться перемиканням реакторів з відгалуженнями (рис. 1.1, а) або зміною числа паралельно включених реакторів (рис. 1.1, б) [102]. Регулювання реактивної потужності конденсатора або реактора можна також здійснювати ступінчастим перемиканням відгалужень живильного трансформатора чи використанням автотрансформаторів [56, 74, 102].

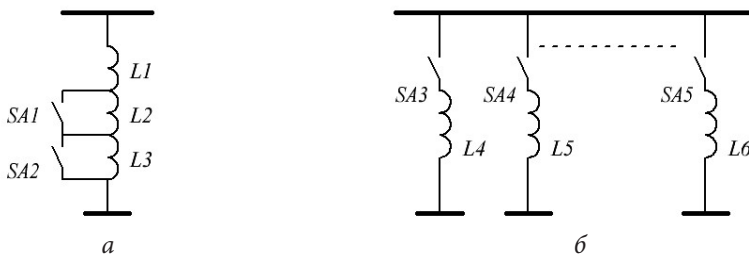


Рис. 1.1

Пасивні пристрої корекції коефіцієнта потужності призначені для компенсації реактивної потужності по основній гармоніці. Проте всі ці прийоми не забезпечують плавного регулювання реактивної потужності.



### 1.3.2. Активна корекція коефіцієнта потужності

Застосування конденсаторних батарей для корекції коефіцієнта потужності в ряді випадків неприпустима за умовами стійкості енергосистеми. При різкозмінних навантаженнях доцільно використовувати активні пристрої, основні типи яких наведені в табл. 1.3, стовпчик 4. В стовпчику 5 наведені номери рисунків, що відносяться до пояснень роботи вказаних типів пристроїв.

Таблиця 1.3

#### Групи активних пристроїв корекції коефіцієнта потужності

| Принцип побудови   | Робоча частота | Режим роботи, регулювання | Типи пристроїв   | Схема (рис.) |
|--------------------|----------------|---------------------------|--|--------------|
| Електроме-ханічний | НЧ             | $\pm Q$ плавне            | Синхронні компенсатори   |              |
| Електронний        | НЧ             | $-Q$ плавне               | Вентильні перетворювачі зі штучною комутацією                                      | 1.3–1.5      |
|                    |                | $+Q$ плавне               | Вентильні перетворювачі з природною комутацією                                     |              |
|                    |                | $+Q$ плавне               | Тиристорні регулятори напруги  | 1.6–1.7      |
|                    |                | $-Q$ плавне               | Помножувач ємнісного опору   | 1.8          |
|                    |                | $+Q$ плавне               | Керовані реактори  | 1.9          |
|                    |                | $-Q$ ступінч.             | Конденсаторні батареї з тиристорною комутацією чи з переключеннями всередині схеми | 1.10–1.11    |
|                    |                | $\pm Q$ плавне            | Вентильні джерела з частотним регулюванням   | 1.12–1.14    |
|                    |                | $\pm Q$ плавне            | Активні фільтри  |              |
|                    | ВЧ             | $\pm Q$ плавне            | Послідовні фільтро-компенсаційні перетворювачі                                     | 1.15–1.17    |
|                    |                | $\pm Q$ плавне            | Паралельні фільтро-компенсаційні перетворювачі                                     | 1.18–1.19    |

Активні пристрої корекції коефіцієнта потужності можна розділити за такими ознаками [60, 102]: 1) принцип побудови — елек-

тромеханічний та електронний; 2) робоча частота — низька (НЧ) і висока частота (ВЧ); 3) режим роботи — споживання (+Q) і генерування (-Q) реактивної потужності; 4) регулювання — плавне і ступінчасте.

**Синхронні компенсатори** є синхронними машинами, що працюють на х.х. і в минулому широко застосовувалися на підстанціях потужних енергосистем. Характер і значення реактивної потужності синхронної машини залежать від величини струму збудження  $I_z$  в обмотці його ротора. На рис. 1.2 наведена залежність струму статора  $I_c$  від  $I_z$  (U-подібна характеристика) [7, 19, 45, 102].

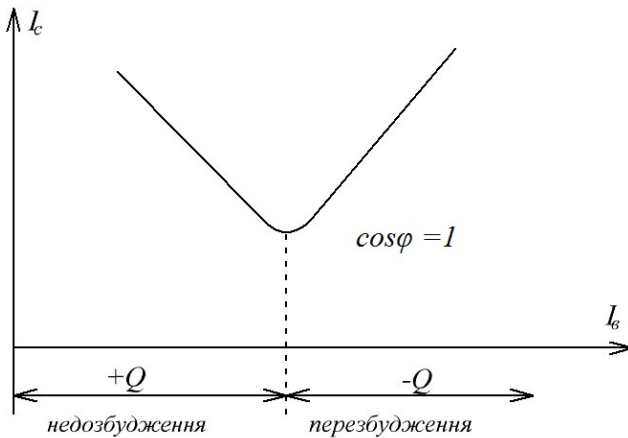


Рис. 1.2

При перезбудженні синхронні компенсатори генерують реактивну потужність, а при недозбудженні — споживають. Тому за допомогою синхронних компенсаторів можна плавно регулювати величину реактивної потужності в широких межах. Синхронні компенсатори в порівнянні з конденсаторними батареями більш економічні при великих потужностях (одиниці Мвар і вище) [30, 74], оскільки питомі витрати на їх установку вищі, ніж витрати на установку конденсаторних батарей, а втрати активної потужності в кілька разів перевищують втрати в конденсаторних установках [19, 30, 45, 102]. Використання синхронних компенсаторів не завжди вигідне, оскільки їх місце установки визначається розміщенням технологічних механізмів [39].

У **вентильних перетворювачах зі штучною комутацією** (рис. 1.3) вводиться пристрій комутації, в якості якого часто використовуються конденсаторні батареї  $C$  (рис. 1.3, а) [4, 45]. Накопичувачем у цій схемі служить дросель  $L$  великої індуктивності, струм через який можна вважати постійним. Комутація вентилів відбувається в моменти часу, коли напруга мережі дорівнює напрузі на конденсаторі  $u = u_c$  (напруга на конденсаторі  $u_c$  змінюється лінійно) (рис. 1.3, б). Оскільки перша гармоніка струму  $i$  випереджає напругу мережі на кут  $\varphi$ , перетворювач генерує реактивну потужність у мережу. Частота комутації цієї схеми дорівнює частоті мережі. Використання конденсаторних батарей у цій схемі більш ефективне (генерована реактивна потужність може бути в кілька разів більша), ніж при їх звичайному поперечному включенні в мережу [45].

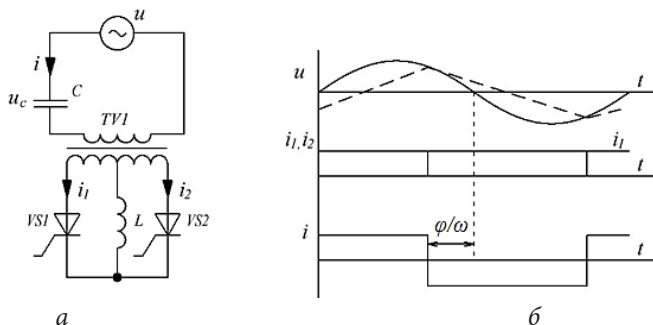


Рис. 1.3

Конденсатор  $C$  можна включити і у вторинній стороні трансформатора (рис. 1.4), при цьому характер електромагнітних процесів відбувається аналогічно [45].

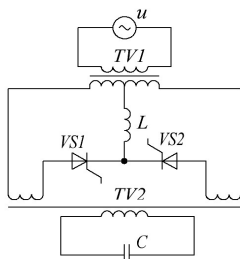


Рис. 1.4

Трифазна схема перетворювача зі штучною комутацією на індуктивному накопичувачі  $L$  (рис. 1.5) працює за аналогічним принципом [78]. У порівнянні зі звичайним трифазним випрямлячем вона містить трифазний зрівняльний реактор  $L_{зр}$  і трифазну групу конденсаторів  $C_{ab} - C_{bc} - C_{ca}$ .

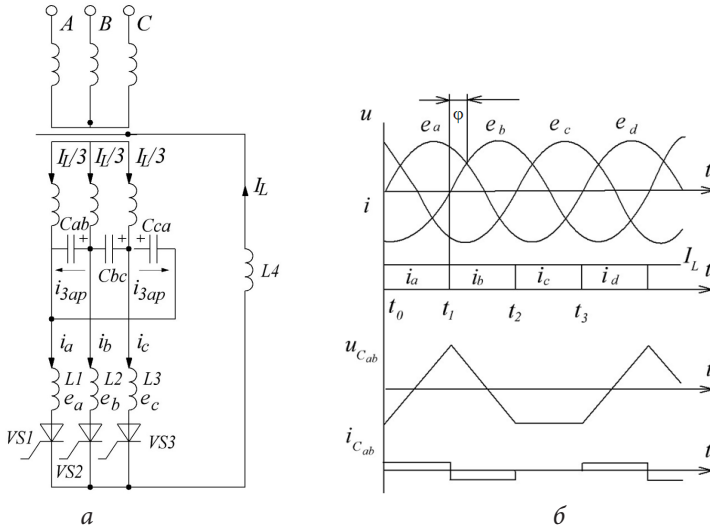


Рис. 1.5

Якщо припустити, що  $L$  і  $L_{зр}$  нескінченно великі, то струм через накопичувач  $L$  можна вважати постійним  $I_L$ , а струм через кожний контур зрівняльного реактора дорівнює  $\frac{I_L}{3}$ . На інтервалі часу

$0-t_1$ , через вентиль В1 протікає струм  $i_a = I_L$ , а вентилі В2, В3 замкнені  $i_b = i_c = 0$ . Конденсатори  $C_{ab}$ ,  $C_{ca}$  заряджаються відповідно струмами фази  $b$  і фази зі зрівняльного реактора (напрямок струму заряду  $i_{зар}$  показано на рис. 1.5, а), а в ланцюзі конденсатора  $C_{bc}$  струм не протікає. У момент  $t_1$ , коли напруга на конденсаторі  $C_{ab}$  наростає до значення  $e_a - e_b$  (рис. 1.5, б), вентиль В1 закривається, відкривається вентиль В2. На інтервалі  $t_1-t_2$  процес відбувається аналогічно. Оскільки основна гармоніка струму випереджає напругу на кут  $\phi$  дана схема має ємнісну реакцію і генерує реактивну потужність в мережу.

Для підвищення ефективності трифазної схеми зі штучною комутацією запропоновані схеми перетворювача з подвійною [45, 78] і потрібною [45] частотою струму в конденсаторі. Розроблені й інші схеми перетворювача зі штучною комутацією, які відрізняються типом накопичувача, пристроєм комутації вентилів і принципом дії [4, 19, 72, 84].

**Вентильні перетворювачі з природною комутацією** не генерують реактивну потужність в мережу, проте, вони дозволяють знижувати рівень її споживання при глибокому регулюванні вихідної напруги [59, 76, 78, 84, 124]. Для забезпечення роботи перетворювача в діапазоні ємнісних струмів вони можуть бути доповнені постійно включеними конденсаторами [84]. Перетворювачі з природною комутацією будуються на базі симетричних керованих випрямлячів, а зменшення споживання реактивної потужності досягається шляхом незначної зміни силової частини та ускладнення системи управління. До цієї групи відносяться такі найпоширеніші перетворювачі, як: схеми з нульовими вентильми, схеми з перемиканням фазних вентилів, схеми з додатковими фазними вентильми, схеми з несиметричним вправленням, мостові схеми з однією керованою і однією некерованою вентильними групами, симетрично керовані схеми з дворазовим включенням вентилів [59, 76, 78].

Регулювання реактивної потужності **тиристорним регулятором напруги** (рис. 1.6) здійснюється за допомогою зустрічно-паралельних тиристорів [83, 84, 111].

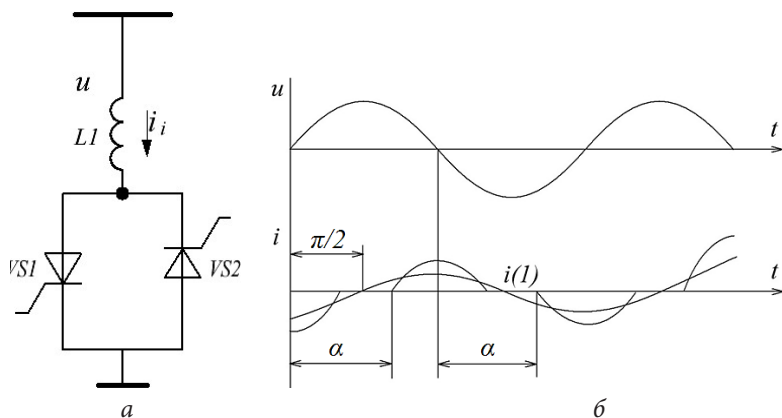


Рис. 1.6

При збільшенні кута відпирання  $\alpha$  ( $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$ ) зменшується амплітуда першої гармоніки струму, тобто збільшується реактивний опір реактора  $L$ . Реактори в схемах з тиристорним управлінням характеризуються меншими втратами, ніж керовані реактори [83, 84]. Дана схема дозволяє регулювати реактивну потужність тільки в режимі споживання. Розширення діапазону регулювання в сторону генерування реактивної потужності здійснюється шляхом використання шунтових конденсаторних батарей, які можуть включатися безпосередньо до шини живлення (рис. 1.7, а). При включенні тиристорного регулятора через трансформатор  $Tr$ , реактор  $L$  і трансформатор можна об'єднати в одному пристрої (званому реактором-трансформатором) з використанням високовольтих (рис. 1.7, б) або низьковольтих конденсаторів (рис. 1.7, в) [49].

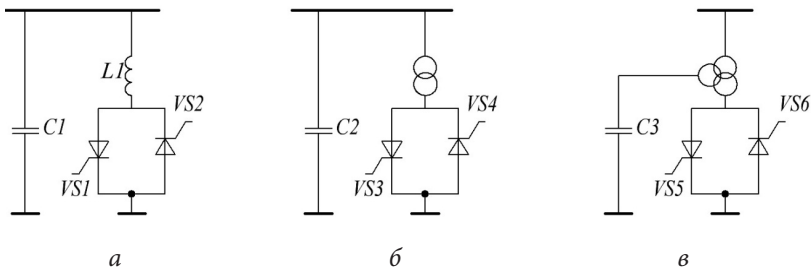


Рис. 1.7

Для плавної зміни ємності  $C$  конденсаторних батарей використовується **помножувач ємнісного опору** (рис. 1.8, а) [96]. Ємності  $C'$  і  $C''$  рівні за величиною ( $C' = C''$ ), а дросель  $L$  має достатньо велику індуктивність. Комутація внутрішніх вентилів  $B1-B4$  проходить при максимальному значенні напруги мережі (моменти  $\pi/2$ ,  $3\pi/2$ ), а зовнішніх вентилів  $B1'-B4''$  — у моменти  $\pi/2 - \varphi$ ,  $3\pi/2 - \varphi$  (рис. 1.8, б). При зміні кута  $\varphi$  в інтервалі  $[0, \varphi]$  вентильний пристрій поводить себе, як конденсатор, ємність якого змінюється від

$$\frac{C'}{2} = \frac{C''}{2} \text{ до } \infty.$$

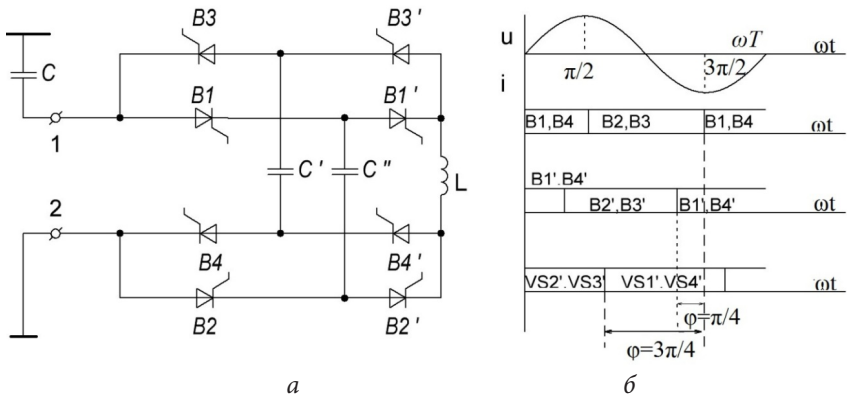


Рис. 1.8

У схемі **керованого реактора** рис. 1.9, а напруга на насичувано-му реакторі має форму імпульсу і його перша гармоніка зрушена на кут щодо струму (рис. 1.9, б). Виключення вищих гармонік струму і напруги здійснюється шляхом використання багатостержневого осердя та відповідного взаємного з'єднання обмоток [84]. Власне еквівалентний опір реактора коригується за допомогою конденсатора корекції [49, 84]. Регулювання РМ в широких межах  $\pm Q$  здійснюється за допомогою схеми рис. 1.9, в.

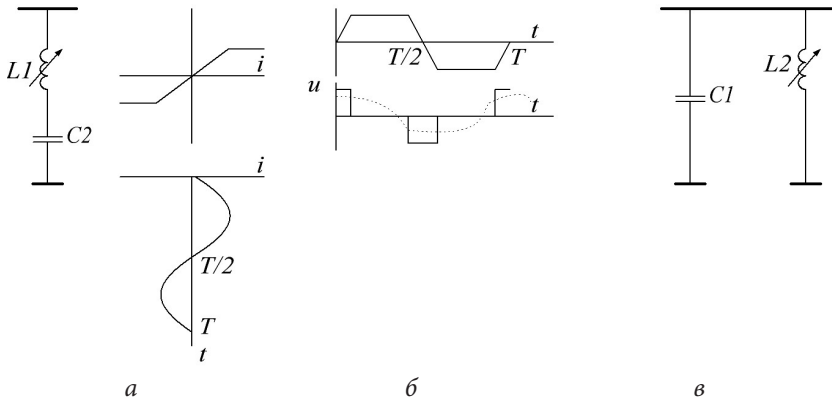


Рис. 1.9

Швидка дискретна комутація окремих секцій конденсаторних батарей здійснюється шляхом **тиристорної комутації** або **перемикань секцій всередині схеми**.

У схемах з тиристорною комутацією секцій конденсатори підключаються до мережі через зустрічно-паралельні тиристори (рис. 1.10, а). З метою обмеження комутаційних процесів використовується послідовно включений реактор  $L$  [37, 84]. Для виключення виникнення кидків струму комутація тиристорів здійснюється при мінімальному значенні його перехідного струму, коли напруга на конденсаторі дорівнює амплітудному значенню напруги мережі [83, 84, 36, 11]. Втрати в таких компенсаторах менші, ніж у схемах з реактором, керованим тиристорами [84]. Різні схеми конденсаторних батарей із тиристорною комутацією в трифазних мережах розглянуті в [36].

Регулювання реактивної потужності в широкому діапазоні можна здійснювати комбінованим включенням схеми дискретної комутації конденсаторних батарей і схеми з плавною зміною індуктивного опору реактора (рис. 1.10, б) [40, 47, 83, 84, 111]. Для згладжування регульовальної характеристики при дискретній комутації на дві-чотири комутуваних секції використовується реактор рівної потужності [83]. Такий спосіб включення є одним із можливих варіантів комбінованих схем. Існують й інші практичні схеми комбінованого типу, що використовують поєднання принципів дискретного і плавного регулювання реактивної потужності [12, 84].

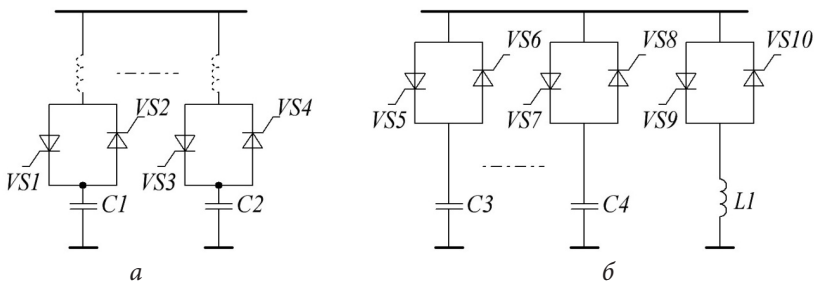


Рис. 1.10

Схема з перемиканнями всередині схеми [12] дозволяє підвищувати плавність регулювання реактивної потужності в трифазних



системах. Замість комутації окремих секцій конденсаторних батарей може ефективно використовуватися принцип перемикання конденсаторів з трикутника на зірку і назад. Ліва секція (рис. 1.11) забезпечує перемикання конденсаторів з системи фазних на випереджальну на  $30^\circ$  систему лінійних напруг, а права секція — з системи фазних на відстаючу на  $30^\circ$  систему лінійних напруг. Кількість ступенів регулювання реактивної потужності в разі  $n$ -секційної конденсаторної установки збільшується в  $N$  разів:

$$N = \frac{3n-1}{n} \text{ — у випадку секції однакової потужності,}$$

$$N = \frac{3^n-1}{2^n-1} \text{ — у випадку секції різної потужності.}$$

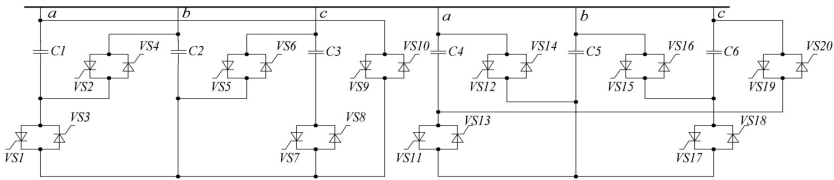


Рис. 1.11

У вентильно-індуктивних джерелах з частотним регулюванням [102] частота струму в накопичувачі відрізняється від частоти мережі. За допомогою ключового двостороннього комутатора (рис. 1.12, а), включеного між мережею і реактором, змінюється напрямок струму мережі і в моменти часу  $t_1, t_2, t_3, t_4, t_5, t_6$  (рис. 1.12, б).

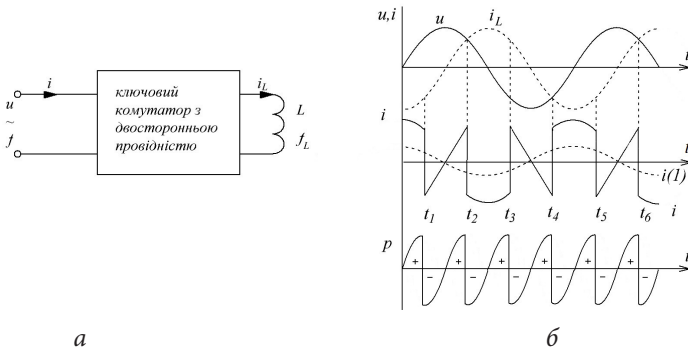


Рис. 1.12

На інтервалах часу  $t_1-t_2$ ,  $t_3-t_4$ ,  $t_5-t_6$  мережевий струм  $i$  та струм реактора  $i_L$  збігаються за напрямком, в інший час вони протилежні.

Таким чином, перша гармоніка струму мережі  $i(1)$  випереджає напругу  $u$  на кут  $90^\circ$  і схема не споживає активної потужності з мережі, оскільки позитивні і негативні площі кривої миттєвої потужності рівні між собою. Частота комутації вентилів може бути вища або нижча частоти мережі. Відмінна особливість даного перетворювача в порівнянні з попередніми полягає у використанні способу формування кривої струму мережі з ділянок змінного струму довільної частоти (а в схемах рис. 1.3–1.5: з ділянок постійного струму) [102]. Таким чином, комутатор повинен володіти двосторонньою провідністю для формування кривої мережевого струму частотою  $f$  із змінного струму реактора з частотою  $f_L$ .

Найпростіша однофазна схема перетворювача з частотним регулюванням показана на рис. 1.13, а, де в якості двостороннього ключового комутатора використовується безпосередній перетворювач частоти на повністю керованих (зустрічно-паралельних) вентилях, за допомогою яких здійснюється періодичне (через рівні інтервали часу) підключення реактора до напруги мережі  $u(t)$  або до протилежного йому  $-u(t)$  [102]. При регулюванні частоти комутації вентилів можна забезпечити плавну зміну реактивної потужності як у режимі генерації, так і в режимі споживання. Випереджальна крива мережевого струму може формулюватися також за допомогою нульової схеми (рис. 1.13, б) [102, 103].

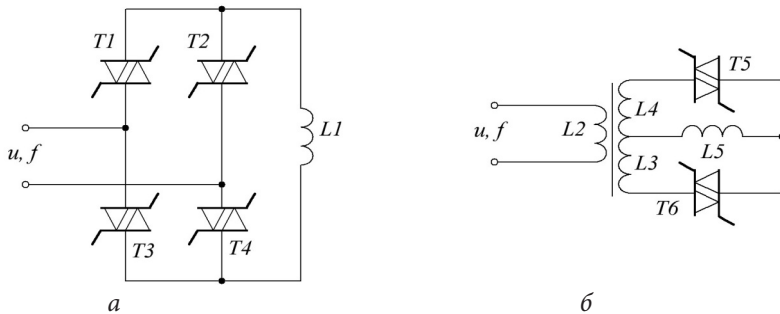


Рис. 1.13

**Вентильно-конденсаторне джерело з частотним регулюванням** (рис. 1.14) працює за аналогічним принципом [91]. Величина

і знак реактивної потужності даного джерела залежать від власної частоти  $\omega_0$  контуру мережа–конденсатор, тому для вибору відносної частоти власних коливань  $v = \omega_0 / \omega$  ( $\omega = 2\pi f$  — кутова частота мережі) у схемі встановлений додатковий малопотужний реактор  $X_{\text{дод}}$  [45], а  $v$  визначається з виразу:

$$v = \sqrt{\frac{X_C}{X_{\text{мер}} + X_{\text{дод}}}},$$

де  $X_C$  — індуктивний опір ємнісного накопичувача,  $X_{\text{мер}}$  — еквівалентний індуктивний опір мережі.

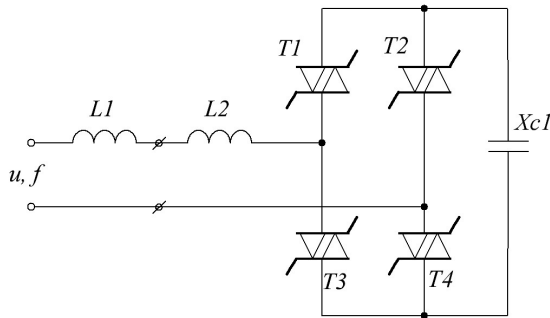


Рис. 1.14

Регулювання величини і знака реактивної потужності здійснюється двома незалежними способами [92, 93]: 1) зміною власної частоти  $\omega_0$  контуру мережа–конденсатор; 2) зміною частоти управління ключами  $\Omega$ .

При першому способі регулювання [92, 95], режим споживання реактивної потужності може мати місце як для контуру індуктивного ( $X_{\text{мер}} + X_{\text{дод}} > X_C$ ), так і ємнісного характеру ( $X_{\text{мер}} + X_{\text{дод}} < X_C$ ), а режим генерації можливий тільки для ємнісного контуру. При зміні  $v$  в інтервалі  $1,61 \div 3,96$  реактивна потужність джерела плавно змінюється в межах  $+45 \div 100\%$  [95]. Даний спосіб вимагає використання регульованого реактора  $X_{\text{дод}}$  або конденсатора  $X_C$ , що ускладнює його реалізацію на практиці.

При другому способі регулювання [93] сімейство регулювальних характеристик має складний характер. При частоті конденсатора 50 Гц плавно зміну реактивної потужності в межах

$-100 \div +100\%$  можна здійснювати зміною частоти управління  $\Omega = 76 \div 121$  Гц при  $\nu = 1,93 \div 2,95$ , а при частоті конденсатора 100 Гц — зміною частоти управління  $130 \div 169,5$  Гц при  $\nu = 4,17 \div 4,98$ . Регулювальні характеристики при постійному  $\nu$  мають плавний характер і близькі до лінійних.

Перераховані активні пристрої корекції коефіцієнта потужності дозволяють компенсувати реактивну потужність по основній гармоніці. Однак, одночасно з цим, вони генерують в мережу реактивну потужність по вищих гармоніках, що не дозволяє підвищити енергетичні показники таких пристроїв.

В даний час найбільш ефективним і економічним способом компенсації реактивної потужності за вищими гармоніками і частково по основній гармоніці вважається використання активних фільтрів, які складаються з послідовно з'єднаних реакторів і конденсаторів і встановлюються на кожен фільтровану частоту [82, 85, 112]. До основних недоліків активних фільтрів відносять їх громіздкість при розширенні спектра частот гармонік, необхідність зміни структури фільтра при зміні параметрів навантаження [90].

Останнім часом [11, 43, 44, 121, 123, 124, 127, 130] запропонована перспективна група фільтро-компенсаційних пристроїв на основі широтно-імпульсного перетворювача — високочастотні **фільтро-компенсаційні перетворювачі (ФКП)** [23, 125, 126], які дозволяють підвищити ефективність компенсації при зміні навантаження в широкому діапазоні, а також компенсувати реактивну потужність по вищих гармоніках. Залежно від способу включення пристрою щодо навантаження ФКП можна розділити на послідовний і паралельний типи.

Фільтро-компенсаційні перетворювачі вигідно застосовуються в схемах з високим рівнем спотворень споживаного з мережі струму. До таких схем відносяться випрямлячі з ємнісним навантаженням. Наприклад, у мостовій некерованій схемі випрямляча з вихідним ємнісним фільтром (рис. 1.15, а) вхідний струм  $i$  протікає протягом коротких інтервалів  $\theta$  (рис. 1.15, б), коли напруга на конденсаторі менше миттєвої напруги мережі. В інших інтервалах конденсатор розряджається через навантаження, а вхідний струм дорівнює нулю. Таким чином, мережевий струм містить високий рівень гармонійних складових. Крім того, якщо застосовується керований

ваний випрямляч, то при зменшенні вихідної напруги збільшується кут зсуву фаз між струмом і напругою мережі, що також призводить до зниження коефіцієнта потужності [121]. Включення ФКП послідовно або паралельно навантаженню дозволяє істотно знизити або усунути спотворення струму, споживаного з мережі [20, 27, 90, 99, 109, 118, 130].

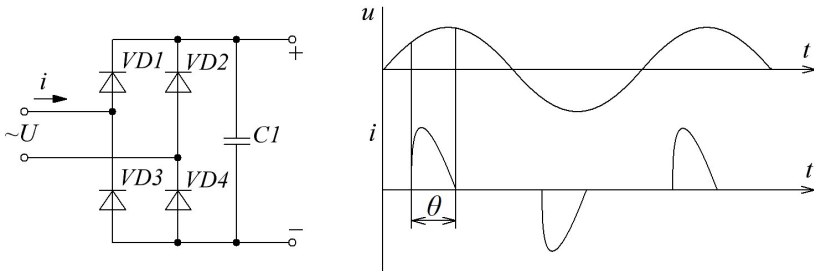


Рис. 1.15

Побудова **ФКП послідовного типу** [43, 90, 123, 127], або ж коректора коефіцієнта потужності базується на застосуванні імпульсного перетворювача підвищувального типу, транзистор VT, якого комутується на високій частоті (рис. 1.16). На інтервалах, коли транзистор VT відкритий, енергія накопичується в дроселі L, а при замкненому транзисторі VT накопичена енергія передається в конденсатор C і навантаження. Додаткові контури регулювання струму і напруги дозволяють виключити небажані гармонійні складові струму мережі і форма кривої струму з деякою незначною похибкою повторює форму кривої напруги. Розроблені однофазні і трифазні схеми ФКП потужністю одиниці кВт [121] при частоті мережі 50 Гц і робочій частоті порядку десятків кГц мають високий коефіцієнт потужностей 0,96–0,98, ККД схем при повній потужності досягає 85 %. При підвищенні частоти комутації зменшуються маса і габарити реактивних елементів і пристрою в цілому, однак при цьому ККД зменшується (збільшуються внутрішні втрати схеми, втрати в конденсаторі, комутаційні втрати і т. п.), тому частота комутації обирається з умови забезпечення бажаного ступеня компенсації реактивної потужності при допустимому значенні ККД пристрою.

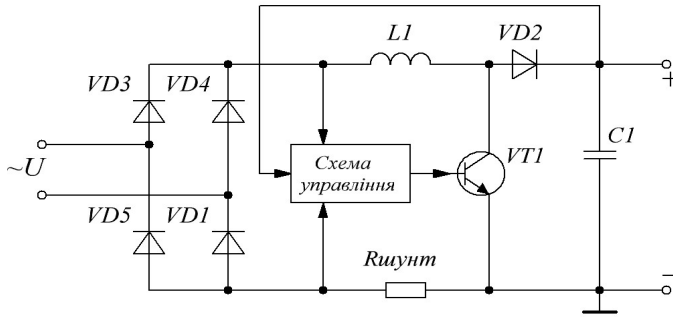


Рис 1.16

В більш простому пристрої ФКП послідовного типу з високим коефіцієнтом потужності [130] схема підключена до ВЧ шини напруги (частота живлення  $f = 20$  кГц) через послідовний резонансний контур  $L_p - C_p$ , який настроєний на частоту мережі (рис. 1.17).

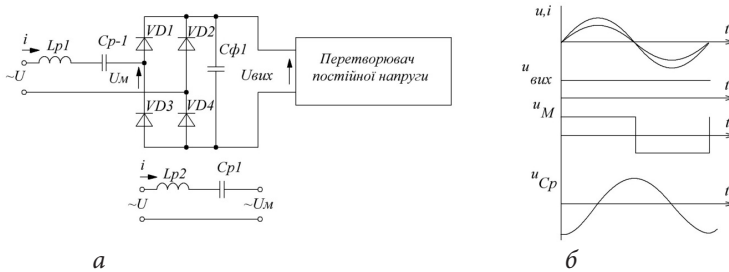


Рис. 1.17

Фаза першої гармоніки вхідної напруги моста збігається з фазою мережевої напруги  $u$ . Таким чином, напруга  $u_m$  і, отже, мережевий струм  $i$  повинні збігатися по фазі з напругою  $u$ .

Режим неперервного струму має місце при  $k \geq 2/\pi$  (де  $k = \frac{1}{R_n} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}}$ ,  $R_n$  — опір навантаження), а при  $k \geq 2$  форма мережевого струму близька до синусоїдальної. Коефіцієнт потужності схеми при неперервному струмі визначається з виразу  $\lambda = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{5,16}{\pi^4 k^2}}} > 0,94$  при

$k \geq 2/\pi$ .

В даний час досить добре розвинені як теоретичні основи побудови ФКП послідовного типу, так і їх схемотехніка [110, 123, 127]. ФКП послідовного типу та їх модифікації детально розглянуті в [90]. Відомі і серійно випускаються інтегральні мікросхеми ФКП і системи управління (PFC-контролери) фірм Texas Instruments [133], On Semiconductors [132], Infineon [131]. Однак, можна виділити два суттєвих недоліки ФКП послідовного типу:

- у таких схемах весь потік енергії проходить через пристрій ФКП і, відповідно, такий перетворювач виконується на повну потужність навантаження, що обмежує застосування таких схем у пристроях великої потужності;
- ФКП послідовного типу виконуються з виходом на постійному струмі, що звукує область можливих навантажень.

В **ФКП паралельного типу** [11] (паралельне з'єднання ФКП і навантаження) перераховані недоліки відсутні. ФКП паралельного типу містить наступні основні блоки (рис. 1.18, а): зарядний пристрій (ЗП), накопичувач енергії (НЕ), інвертор (І). Нехай необхідно сформувати струм компенсатора  $i_k$  заданої форми (рис. 1.18, б) (форма опорного струму  $i_0$ ). На інтервалі  $[0, T/4]$  компенсатор працює в режимі «інвертування» і енергія з накопичувача НЕ через інвертор І передається в навантаження (струм  $i_k$  наростає:  $i_k > i_0$ ). В режимі «живлення» (інтервал  $[T/4, T/2]$ ) накопичувач заряджається струмом ЗП.

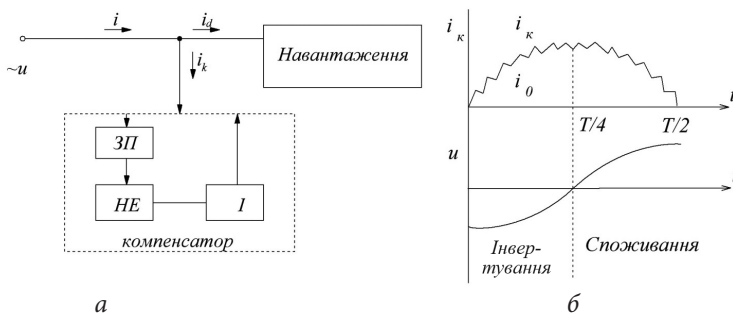


Рис. 1.18

Один з можливих варіантів побудови ФКП паралельного типу на кістковому накопичувачі  $C_{\text{накоп}}$  розглянутий в [11]. Для формування струму компенсатора  $I_k$  необхідної форми використовуються

два ВЧ блоку ЗП і І, які містять тиристорний міст  $M$ , зворотний діод  $D_0$  і комутаційний пристрій КП (рис 1.19). У режимі «споживання» в моменти, коли комутаційний конденсатор  $C_k$  перезаряджається до напруги накопичувального конденсатора, тиристори КП закриваються, включається  $D_0$  і струм  $I_k$  починає спадати. У момент, коли  $I_k = i_0$ , включаються тиристори КП і струм  $I_k$  починає зростати. Струм  $I_k$  має пульсуючий вид і ступінь його наближення до кривої опорного струму  $i_0$  визначається частотою комутації та частотними властивостями КП. У режимі «інвертування» струм  $I_k$  формується аналогічним чином і також має пульсуючий вид, а напруга на  $C_{\text{накоп}}$  зменшується монотонно, регулювання струму  $I_k$  здійснюється зміною амплітуди струму  $i_0$ , при цьому робоча частота компенсатора буде змінюватися (частотно-імпульсне регулювання). Напруга на  $C_{\text{накоп}}$  у момент  $T/4$  має бути більше амплітуди напруги мережі  $u$ .

З усіх перерахованих пристроїв корекції коефіцієнта потужності, тільки високочастотні ФКП дозволяють компенсувати реактивні потужності по гармоніках струму, що задовольняє принципу Котельникова, тобто миттєвих характеристиках процесу.

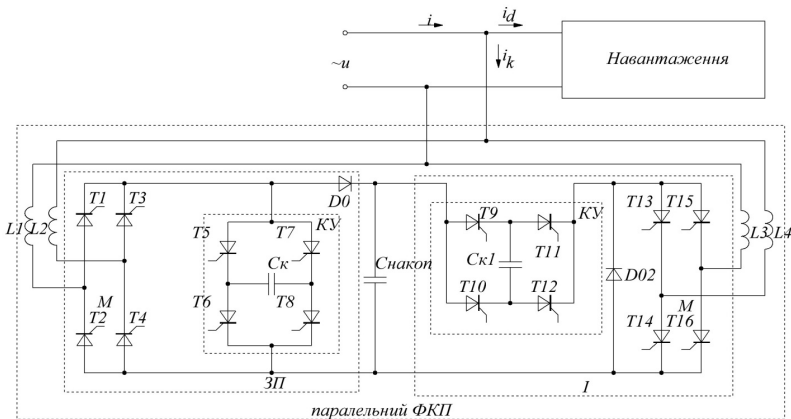


Рис. 1.19

У порівнянні з ФКП послідовного типу, паралельні схеми ФКП мають більш широку сферу застосування, однак схемотехніка пристроїв керування ФКП даного типу розроблена недостатньо. Таким чином, управління високочастотним ФКП паралельного типу є перспективним напрямком для подальшого дослідження.



## 1.4. Фільтро-компенсаційний перетворювач паралельного типу

Структурну схему ФКП паралельного типу (рис. 1.18, б) можна спростити шляхом об'єднання блоків ЗП і І в одному реверсивному компенсаційному перетворювачі (КП), (рис. 1.20), який повинен формувати необхідну форму вхідного струму, а також забезпечити відсутність кута зсуву фаз між вхідним струмом і напругою мережі. Регулювання параметрів вхідного струму досягається за рахунок передачі енергії за допомогою перетворювача КП з мережі в ємнісний накопичувач ЄН, або з накопичувача через перетворювач КП назад у мережу.

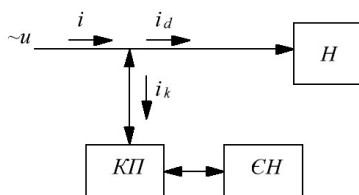


Рис. 1.20

Розглянемо схему реверсивного перетворювача КП [66, 128] (рис. 1.21, а) при роботі з навантаженням з високим рівнем спотворення струму, споживаного з мережі (в даному випадку — випрямлячем з активно-ємнісним навантаженням). Часові діаграми, що ілюструють основні режими роботи даної схеми при синусоїдальній напрузі мережі, наведено на рис. 1.21, б.

Період мережевої напруги  $T_c$  можна розділити на інтервали, протягом яких енергія може передаватися з мережі в ємнісний накопичувач перетворювача КП (режим споживання енергії — П), або з накопичувача назад у мережу (режим інвертування — І). Якщо добуток напруги та струму компенсатора  $u(0), i_k(t) > 0$  — КП працює в режимі споживання енергії (інтервали 1, 3, 4, 6). Енергія від мережі надходить через КП на заряд накопичувача ЄН. При цьому управління транзисторами VT1 (VT2) зводиться за законом, що забезпечує синусоїдальну форму струму, споживаного від мережі. У протилежному випадку (при  $u(t), i_k(t) < 0$ ) КП працює в режимі інвертування (інтервали 2, 5) і перетворювач КП відбирає енергію від

ємнісного накопичувача і передає її в мережу. Струм, споживаний перетворювачем КП, має пульсуючий характер.

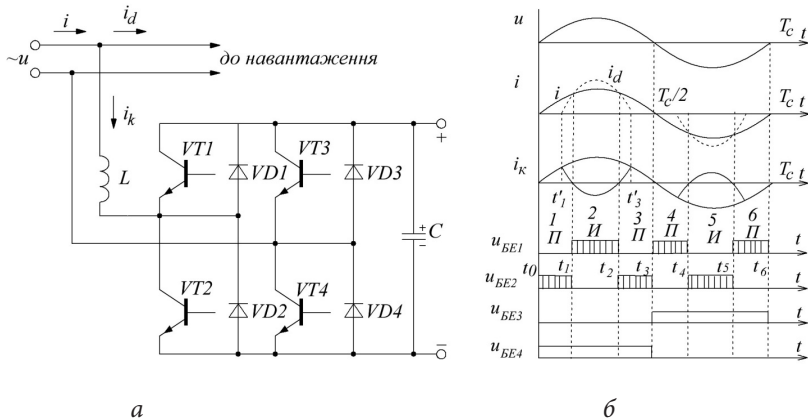


Рис. 1.21

**Інтервали 1, 3.** На даних інтервалах КП живиться від джерела позитивної напівхвилі мережевої синусоїдальної напруги. Схема заміщення силової частини КП представлена на рис. 1.22, а. На цих інтервалах транзистори VT1, VT3 — замкнені; VT4 — відкритий; VT2 комутується на високій частоті, забезпечуючи широтно-імпульсне регулювання струму заряду ємнісного накопичувача. Індуктивність L спільно з транзистором VT2 і діодом VD1 утворюють широтно-імпульсний перетворювач підвищувального типу. Діод VD4 забезпечує шлях замикаання струму до джерела енергії.

**Інтервал 2.** Компенсаційний перетворювач також живиться від джерела позитивної напівхвилі мережевої синусоїдальної напруги. Схема заміщення силової частини КП представлена на рис. 1.22, б. На даному інтервалі роботи КП енергія передається від ємнісного накопичувача С назад у мережу. Елементи схеми перебувають у наступних режимах: транзистори VT2, VT3 — закриті; VT4 — відкритий; VT1 комутується на високій частоті. У даному режимі роботи схема являє собою широтно-імпульсний перетворювач понижуючого типу (VT1, VD2, L), що забезпечує повернення енергії від ємнісного накопичувача в мережу, транзистор VT4 забезпечує шлях замикаання струму до джерела енергії.

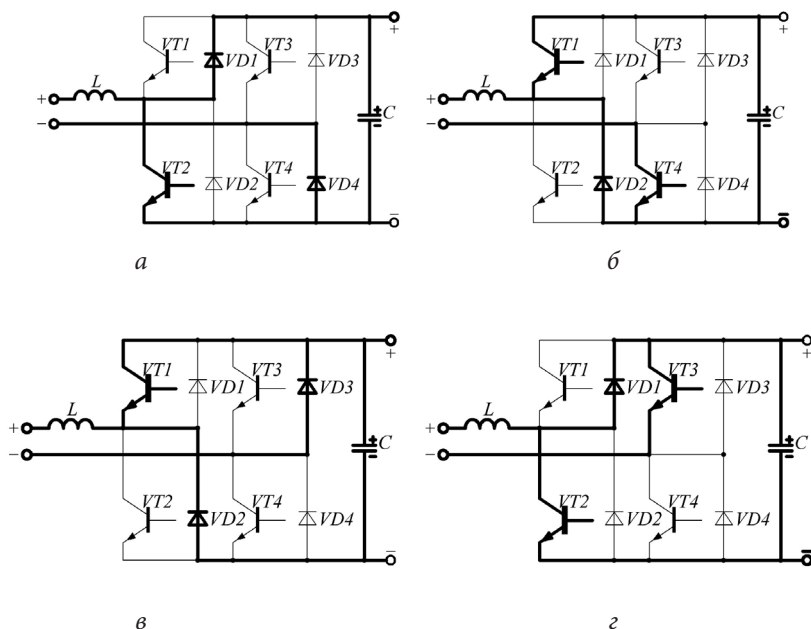


Рис. 1.22

**Інтервали 4, 6.** На даних інтервалах роботи енергія передається від мережі в ємнісний накопичувач через КП. Перетворювач живиться від джерела негативної напівхвилі мережевої синусоїдальної напруги, схема заміщення силової частини КП представлена на рис. 1.22, в. Активні елементи схеми перебувають у наступних режимах: транзистори VT2, VT4 — закриті; VT3 — відкритий; VT1 — комутується на високій частоті, забезпечуючи широтно-імпульсне регулювання струму заряду ємнісного накопичувача, індуктивність  $L$  спільно з транзистором VT1 і діодом VD2 утворюють широтно-імпульсний перетворювач підвищувального типу. Діод VD3 забезпечує шлях замикання струму до джерела енергії.

**Інтервал 5.** Компенсаційний перетворювач живиться від джерела негативної напівхвилі мережевої синусоїдальної напруги. Схема заміщення силової частини КП представлена на рис. 1.22, г. На даному інтервалі роботи КП енергія передається від ємнісного накопичувача назад у мережу. Елементи схеми перебувають у наступних режимах: транзистори VT1, VT4 — закриті; VT3 — відкритий;

VT2 комутується на високій частоті. У даному режимі роботи схема являє собою широтно-імпульсний перетворювач понижуючого типу (VT2, VT1, L), що забезпечує повернення енергії від ємнісного накопичувача в мережу. Транзистор VT3 забезпечує шлях замикання струму до джерела енергії [18].

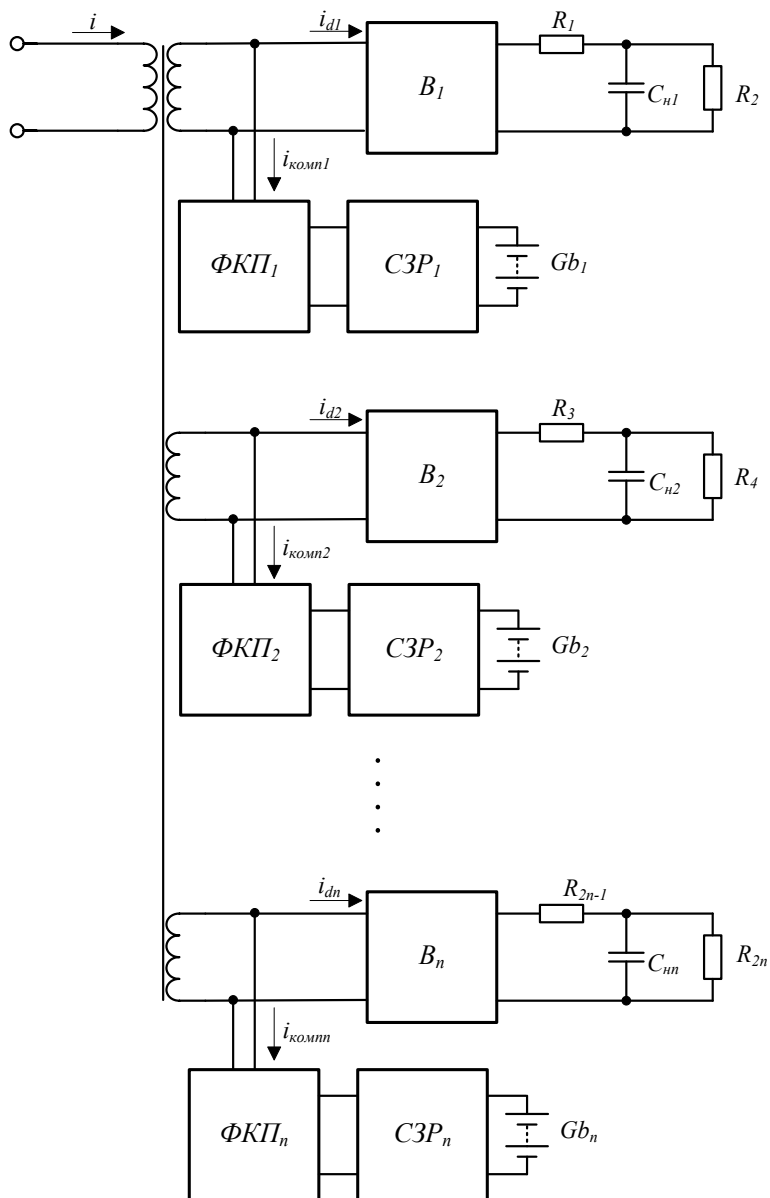
Виходячи із структури розглянутого пристрою, система управління повинна забезпечити такі основні функції:

- формування синусоїдальної форми вхідного струму, а також нульового зсуву фаз між вхідним струмом і вхідним напругою;
- автоматичну корекцію амплітуди струму, який стабілізується, в залежності від величини навантаження;
- стабілізацію напруги на ємнісному накопичувачі.

## **1.5. Однофазні системи гарантованого електроживлення з компенсацією реактивної потужності**

Для багатьох пристроїв, наприклад комп'ютерів, медичного обладнання, систем зберігання інформації, систем зв'язку, систем охорони або систем спеціального призначення гостро постає питання безперебійного живлення, адже втрата енергії в подібних системах призводить до незворотних наслідків. Сумісне використання фільтро-компенсаційного перетворювача з накопичувачем енергії забезпечує як електромагнітну сумісність, так і безперебійне живлення [35, 105]. На рис. 1.23–1.28 представлені декілька варіантів побудови системи гарантованого електроживлення на основі паралельного ФКП.

Фільтро-компенсаційні перетворювачі (рис. 1.23) з системами заряду / розряду ( $C3P_1 - C3P_4$ ) акумулятора ( $Gb_1 - Gb_n$ ) підключені до кожного навантаження, яким є випрямляч ( $B_1 - B_n$ ) з активно-ємнісним навантаженням ( $R_1 - R_n, C_{n1} - C_{nn}$ ). В системах, що містять акумуляторні накопичувачі по окремих каналах живлення навантажень, забезпечується більш надійне електроживлення цих каналів, але такі системи мають більші габарити, масу та вартість.



**Рис. 1.23.** Схема підключення СГЕЖ до кожного навантаження

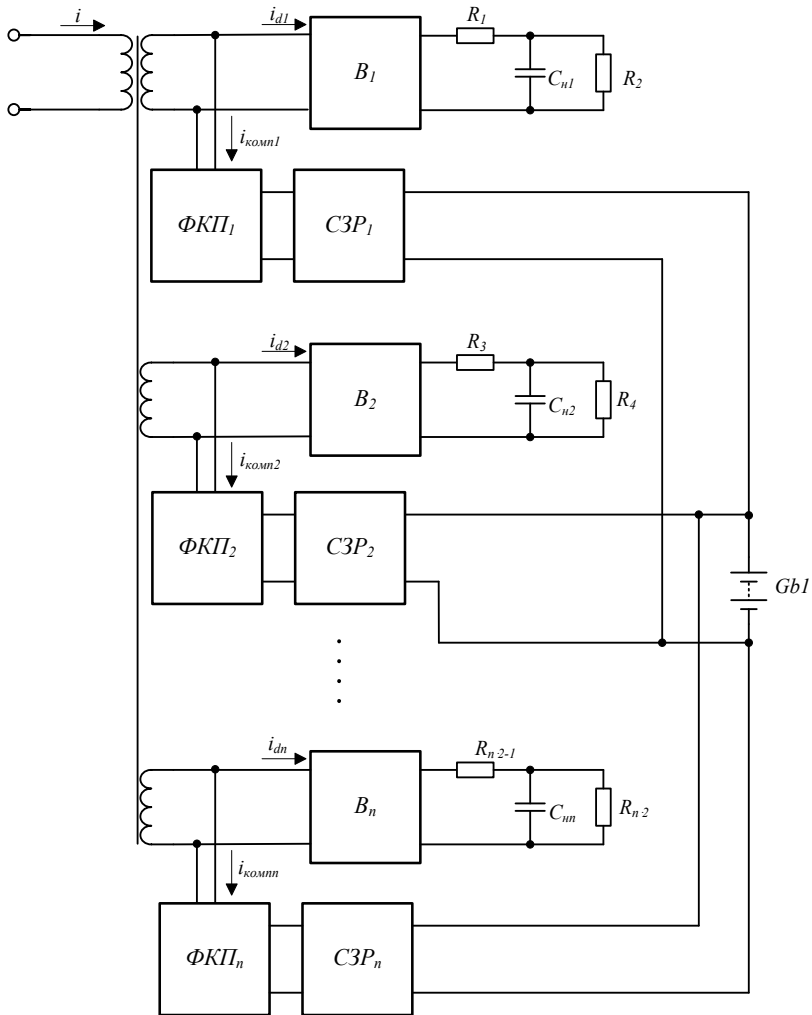


Рис. 1.24. Схема підключення СГЕЖ зі спільним акумулятором

Система на рис. 1.24 відрізняється від попередньої використанням лише одного акумулятора, підключеного паралельно до всіх СЗР, що дозволяє зменшити габарити системи. Але до її недоліків відноситься те, що при розряді акумулятора живлення переривається для всіх навантажень.

ФКП підключений до первинної обмотки трансформатора (рис. 1.25), СЗР та акумулятори окремо на кожне навантаження на стороні постійного струму, це забезпечує синусоїдальний вхідний струм незалежно від струмів, що споживаються окремими навантаженнями та в той же час дозволяє здійснювати незалежне гарантоване електроживлення по каналах. Розташування ФКП на вході системи дозволяє зменшити її габарити і масу.

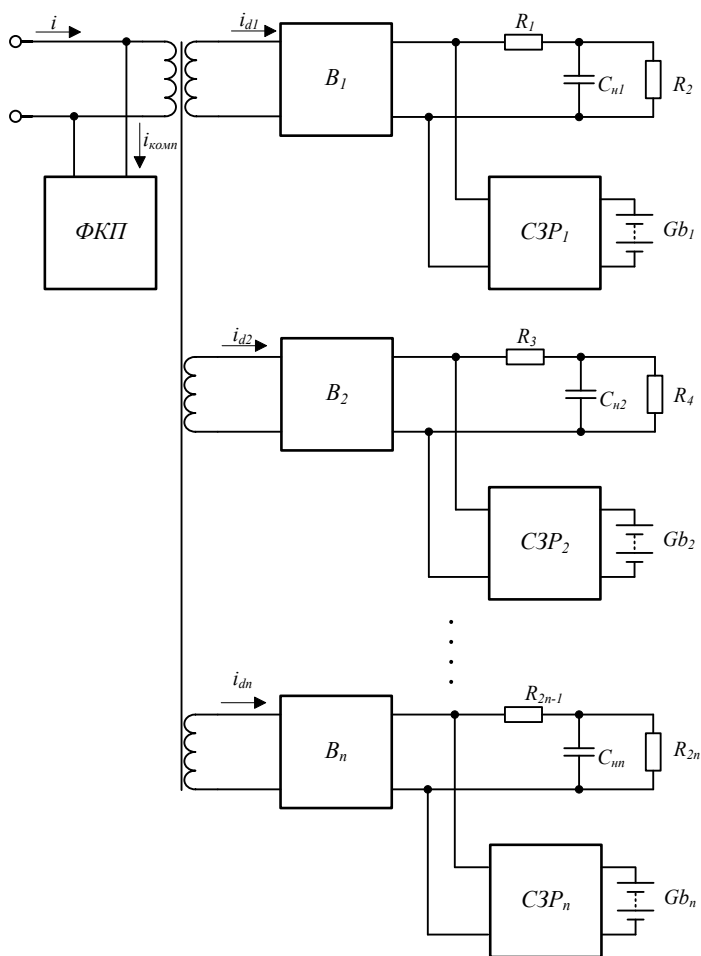
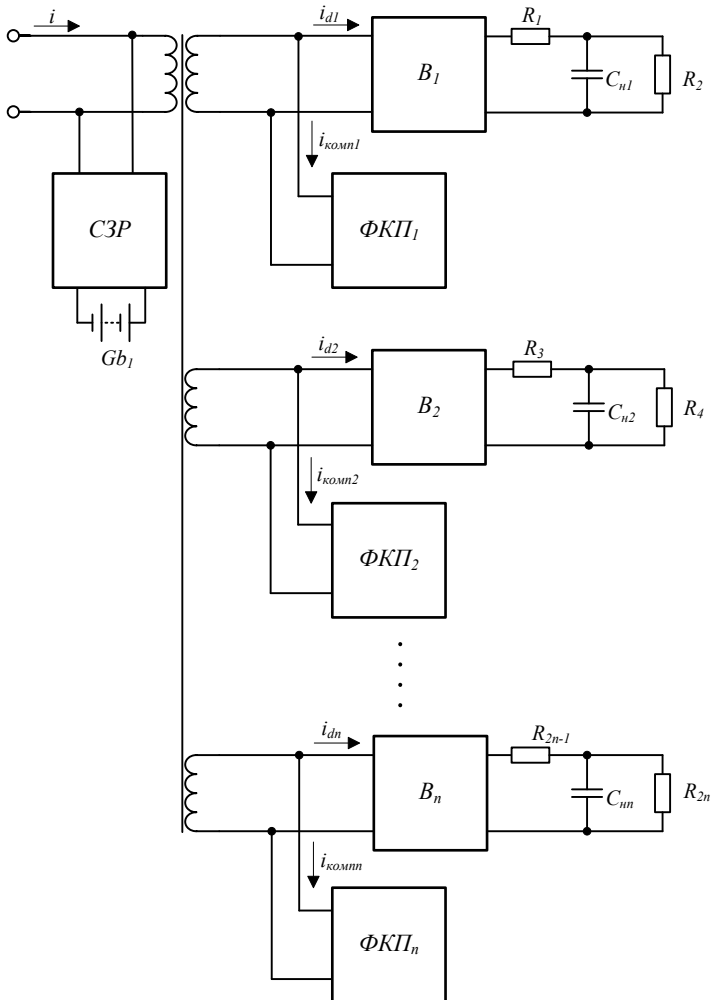


Рис. 1.25. Схема підключення СЗР до окремих навантажень

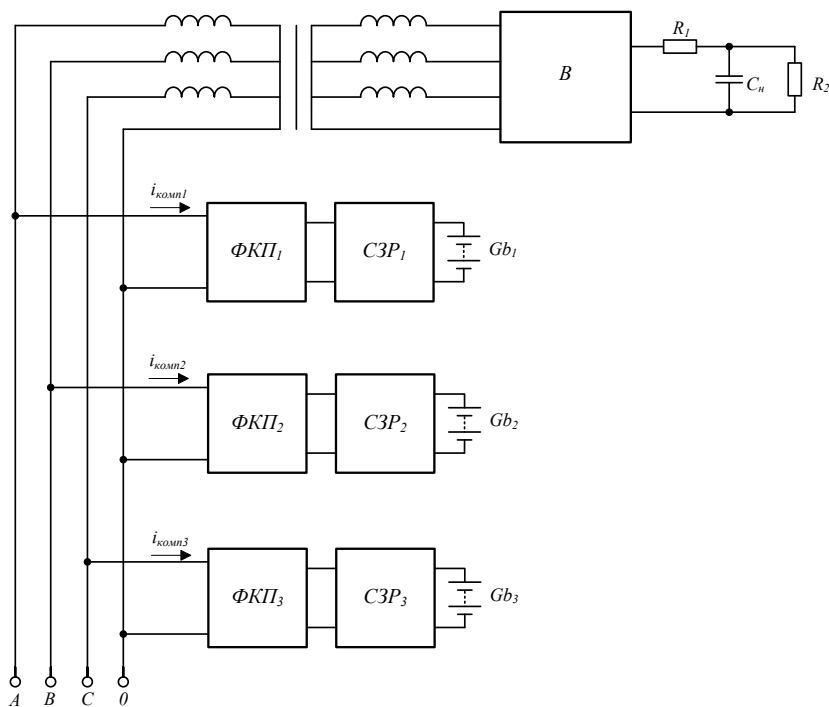
Фільтро-компенсаційний перетворювач підключений на кожне навантаження (рис. 1.26), при підключенні системи заряду / розряду до первинної обмотки трансформатора, забезпечуючи гарантоване електроживлення всіх підключених пристроїв, однак, як і в системі на рис. 1.23, габарити і маса не є найменшими серед інших систем.



**Рис. 1.26.** Схема підключення CЗР до первинної обмотки трансформатора та ФКП до окремих навантажень

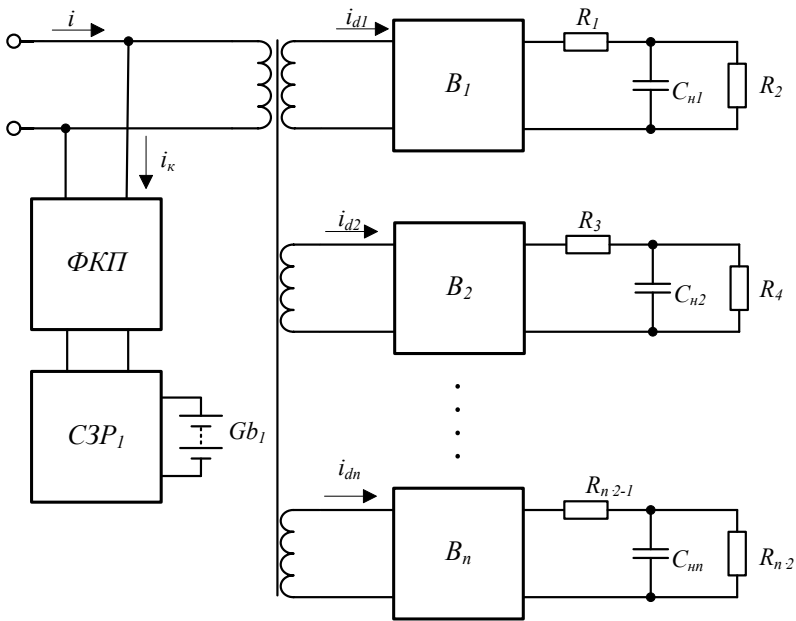


Однофазний ФКП може успішно використовуватись у трифазній чотирипровідній лінії, як це показано на рис. 1.27. Окремі канали по кожній з фаз дають змогу, крім функцій гарантованого електроживлення, симетрувати напругу по фазах, що підвищує якість електроживлення, однак при цьому розряд акумуляторів по кожній з фаз проходить по-різному, тому і тривалість роботи системи при відключенні трифазного електроживлення буде різною. Для зниження цього негативного ефекту необхідно слідкувати за рівномірним розрядом акумуляторів, наприклад методом міжфазного циклічного перемикавання. Також забезпечується коригування струму споживання трифазного навантаження, така система потребує узгодження систем керування для кожної з пофазних систем керування СГЕЖ.



**Рис. 1.27.** Схема підключення однофазних СГЕЖ до фаз трифазної чотирипровідної мережі

ФКП з СЗР та акумулятором підключаються до первинної обмотки трансформатора, коригуючи сумарний вхідний струм та живлячи одночасно всі навантаження при зникненні напруги мережі (рис. 1.28). Доцільність використання тієї або іншої схеми визначається конкретними умовами роботи обладнання, однак варіант на рис. 1.28 має всі необхідні складові, які дозволяють розробити алгоритм розрахунку елементів схеми, що може бути використано при розрахунку інших схем.



**Рис. 1.28.** Схема підключення СГЕЖ до первинної обмотки трансформатора

На рис. 1.29 представлена більш детальна схема СГЕЖ, яка відповідає структурній схемі рис. 1.28 при роботі на випрямляч з активно-ємнісним навантаженням, що притаманне більшості електронно-обчислювальної апаратури та апаратури зв'язку. Як вже зазначалося вище, призначенням цього пристрою є формування синусоїдального струму споживання, синфазного з напругою мережі, однак при використанні ФКП в системі гарантованого елек-

троживлення необхідно забезпечити заряд акумулятора постійним струмом  $I_a$ , що, як правило, виконується за допомогою понижуючого широтно-імпульсного перетворювача.

Побудова силової частини ФКП дозволяє використовувати його роботу в режимі мостового інвертора, який формує змінну напругу живлення. Система перемикається в режим роботи джерела безперебійного живлення (ДБЖ) при втраті напруги в мережі, що призводить до розряду акумулятора до деякого допустимого мінімального значення. При виникненні напруги мережі ФКП забезпечує як компенсацію несинусоїдальності струму, так і заряд акумулятора, що суттєво змінює режим роботи ФКП в порівнянні з класичним компенсатором. Тому дослідження роботи ФКП з одночасною компенсацією реактивної потужності та зарядом акумулятора є актуальною задачею.

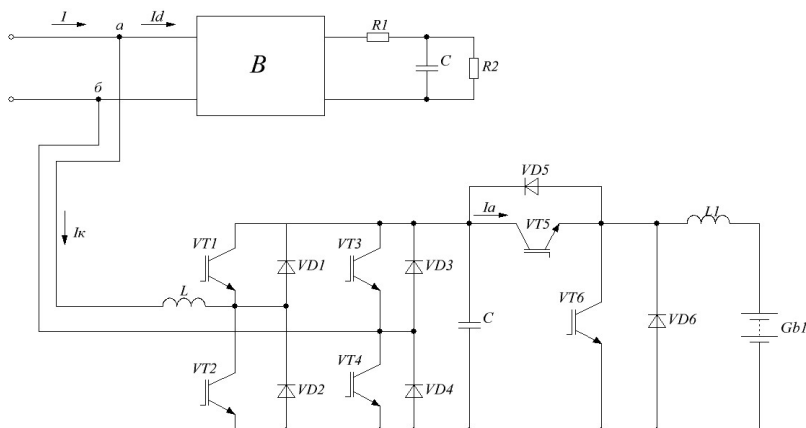
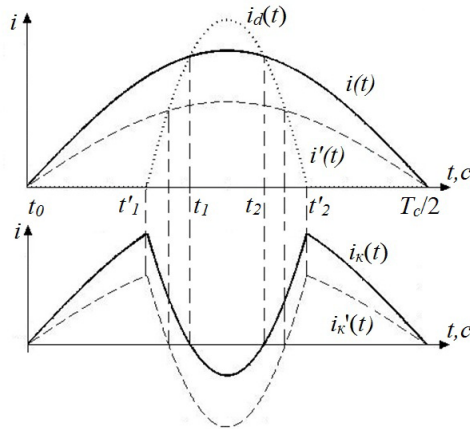


Рис. 1.29. Схема СГЕЖ

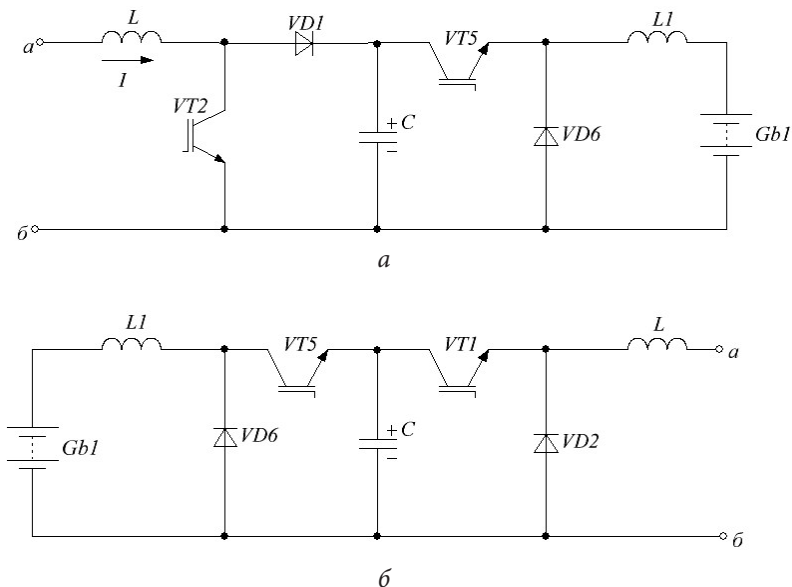
На рис. 1.30 представлені часові діаграми струму навантаження  $i_a$ , півперіоду вхідного струму  $i$  та струму компенсатора  $i_k$  в режимі компенсації реактивної енергії при зарядженому акумуляторі ( $i(t)$ ,  $i_k(t)$ ) та при заряді акумулятора постійним струмом ( $i'(t)$ ,  $i_k'(t)$ ). При заряді акумулятора необхідно враховувати енергію, що споживає акумулятор за півперіод напруги мережі. Таким чином, амплітуда вхідного струму збільшується на величину, що пропорційна цій енергії, а також змінюються тривалості робочих інтервалів.

На рис. 1.31 представлені еквівалентні схеми роботи компенсатора з СЗР. На інтервалах  $t_0-t_1$  та  $t_2-T_c/2$  ФКП виступає як ШПІ підвищуючого типу, споживаючи енергію з мережі та заряджаючи ємнісний накопичувач. На інтервалі  $t_1-t_2$  ФКП працює як ШПІ понижуючого типу та віддає енергію з ємнісного накопичувача в мережу.



**Рис. 1.30.** Часові діаграми струму навантаження  $i_d$ , півперіоду вхідного струму  $i$  та струму компенсатора  $i_k$

Система заряду акумулятора на робочих інтервалах споживає енергію або з мережі, або з ємнісного накопичувача. Частота переключення транзистора VT5 на порядок більша робочої частоти компенсатора, тому система заряду буде слабо впливати на електромагнітні процеси в колі компенсатора. При більш детальному розгляді режимів роботи даного пристрою необхідно враховувати високочастотні пульсації в накопичувальному конденсаторі, що впливає на його вибір. В подібних випадках доцільно встановлювати паралельно декілька (2 або більше) конденсаторів різного типу, підібраних для роботи на необхідних частотах.



**Рис. 1.31.** Еквівалентні схеми роботи компенсатора з СЗР:

а — споживання електроенергії з мережі;  
 б — повернення електроенергії в мережу

Комбінування фільтро-компенсаційного перетворювача та джерела безперебійного живлення потребує розробки відповідних алгоритмів керування даних систем та проведення аналізу роботи для розрахунку силових елементів. Виходячи з цього, постає необхідність створення системи керування, що забезпечить функціонування системи в трьох режимах: 1) компенсатора реактивної потужності; 2) компенсатора реактивної потужності з одночасним зарядом акумулятора; 3) джерела безперебійного живлення.

## Розділ 2

# АНАЛІЗ ПРОЦЕСІВ У ФІЛЬТРО-КОМПЕНСАЦІЙНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

---

### 2.1. Розрахунок за миттєвими значеннями струмів та напруг

Для розрахунку процесів у ФКП, еквівалентна схема якого має змінну структуру, вибираємо метод різницевих рівнянь. Рішення даним методом полягає в знаходженні рівнянь електромагнітних процесів у перетворювачі без визначення початкових умов для окремих інтервалів змінної структури. Невідомі початкові умови визначаються шляхом рішення системи різницевих рівнянь [15].

Позначимо через  $f_c$  і  $f$ , відповідно, частоту напруги мережі та робочу частоту компенсатора ( $f \gg f_c = 1/T_c$ ). Робота перетворювача розглядається для випадку, при якому навантаження мережі являє собою випрямляч із активно-ємнісним навантаженням і високим рівнем спотворень форми споживаного струму (тобто з малим кутом провідності). Для даного випадку тривалостями інтервалів ( $t_1'$ ,  $t$ ) і ( $t_2$ ,  $t_3'$ ) можна зневажити (мал. 1.5), тому в позитивному напівперіоді напруги мережі  $[0, T_c / 2]$  роботу компенсатора можна розділити на 3 інтервали: 1)  $t_0 - t_1$ , 2)  $t_1 - t_2$ , 3)  $t_2 - t_3$ , упродовж яких ВЧ-транзистори комутуються відповідно з коефіцієнтом заповнення імпульсів  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$ ,  $\gamma_3$ . При дослідженні процесів у перетворювачі припускаємо, що вентилі та реактивні елементи ідеальні. Для практичних випадків таке допущення забезпечує достатню точність результатів аналізу при зменшенні трудомісткості розрахунків.

Позначимо  $\tau_1 = t_1 - t_0$ ,  $\tau_2 = t_2 - t_1$ ,  $\tau_3 = t_3 - t_2$  — відповідно тривалість інтервалів  $t_1 - t_0$ ,  $t_2 - t_1$ ,  $t_3 - t_2$ ;  $N_1$ ,  $N_2$ ,  $N_3$  — кількість робочих періодів  $E$  на інтервалах  $t_1 - t_0$ ,  $t_2 - t_1$ ,  $t_3 - t_2$ . Оскільки  $T \ll \tau_1, \tau_2, \tau_3$ , то можна вважати напругу на конденсаторі  $U_c = \text{const}$ ,  $N_1 = \left\lfloor \frac{\tau_1}{T} \right\rfloor$  (ціла частина

відношення  $\frac{\tau_1}{T}$ ),  $N_2 = \left\lceil \frac{\tau_1 + \tau_2}{T} \right\rceil$ ,  $N_3 = \left\lceil \frac{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3}{T} \right\rceil$ . Нехай напруга мережі описується рівнянням  $u(t) = U_m \sin \omega t$ , де  $\omega = 2\pi f_c$ . Час  $t$  виразимо у вигляді  $t = nT + \varepsilon T$ , де  $n$  і  $\varepsilon$  — відповідно ціла і дробова частини  $\frac{t}{T}$  ( $n$  — номер робочого періоду,  $0 \leq \varepsilon \leq 1$ ). Напругу  $u(t)$  запишемо як:

$$\begin{aligned} u(t) &= U_m \sin(\omega nT + \omega \varepsilon T) = \\ &= U_m \sin \omega \varepsilon T \cos \omega nT + U_m \cos \omega \varepsilon T \sin \omega nT \end{aligned}$$

Таким чином, напруга  $u(t)$  представляється сумою добутків періодичної кусково-неперервної функції з постійною амплітудою  $u_{T,i}(t)$  і неперіодичної решітчастої функції  $u_i(n)$ :

$$u(t) = \sum_{i=1}^n U_m \cdot u_{T,i}(t) \cdot u_i(n),$$

де  $u_{T,1}(t) = \sin \omega \varepsilon T$ ,  $u_1(t) = \cos \omega nT$ ,  $u_{T,2}(t) = \cos \omega \varepsilon T$ ,  $u_2(t) = \sin \omega nT$ .

### 1. Інтервал 1 ( $t_0 - t_1$ )

На даному інтервалі (при  $t_1 - t_2' \approx 0$ ) ФКП працює в режимі споживання електроенергії. Транзистор VT2 працює на високій частоті  $f = 1/T$  з коефіцієнтом заповнення імпульсів  $\gamma_1(n)$ , який залежить від номера періоду  $n$  ( $0 \leq n \leq N_1 - 1$ ) (рис 2.1).

Припустимо, що на інтервалі ( $nT$ ,  $nT + \gamma_1(n)T$ ) транзистор VT2 відкритий. Струм через дросель  $L$  визначається з вирішенням рівняння стану (обираємо початок координат в точці  $nT$ ):

$$\begin{aligned} u &= U_m \sin \omega(t + nT) = L \frac{di_{1k}(t)}{dt}, \quad 0 \leq n \leq N_1 - 1, \\ i_{1k}(t) &= i_{1k}(nt) + \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega t) \cos \omega nt + \sin \omega t \sin \omega nT), \\ &0 \leq t \leq \gamma_1(n)T. \end{aligned}$$

Замінюємо змінну  $t$  на  $\varepsilon = \frac{t}{T}$  ( $0 \leq t \leq \gamma_1(n)T$ ), перепишемо даний вираз для  $n$ -го періоду, при цьому крива  $i_{1k}(t)$  (рис. 2.2, а) відповідає кривій  $i_{1k}(n, \varepsilon)$  ( $0 \leq \varepsilon \leq \gamma_1(n)$ ) (рис. 2.2, б):

$$i_{1k}(n, \varepsilon) = i_{1k}(n) + \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega \varepsilon T) \cos \omega n T + \sin \omega \varepsilon T \sin \omega n T). \quad (2.1)$$

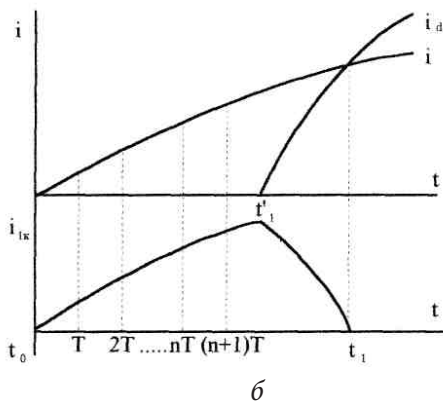
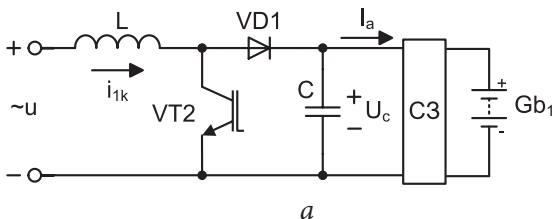


Рис. 2.1. Схема заміщення (а) та часові діаграми струмів (б) перетворювача на інтервалі 1

В кінці інтервалу струм через дросель:

$$i_{1k}(n + \gamma_1(n)) = i_{1k}(n) + \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega \gamma_1(n) T) \cos \omega n T + \sin \omega \gamma_1(n) T \sin \omega n T). \quad (2.2)$$



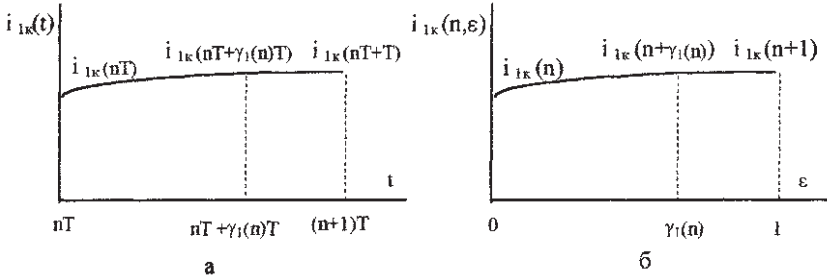


Рис. 2.2. Струм компенсатора на інтервалі комутації транзистора

На інтервалі  $(nT + \gamma_1(n)T, (n+1)T)$  транзистор VT2 закритий. Знайдемо рівняння стану перетворювача відносно точки  $nT + \gamma_1(n)T$  та визначаємо струм компенсатора  $(0 \leq t \leq T - \gamma_1(n)T)$ :

$$\begin{aligned}
 u &= U_m \sin \omega(t + nT + \gamma_1(n)T) = L \frac{di_{1k}(t)}{dt} + U_c, \\
 i_{1k}(t) &= i_{1k}(nT + \gamma_1(n)T) + \\
 &+ \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega t) \cos(\omega nT + \omega \gamma_1(n)T) + \\
 &+ \sin \omega t \sin(\omega nT + \omega \gamma_1(n)T)) - \frac{U_c}{L} t.
 \end{aligned}$$

Щоб перейти до загального початку координат, в даному виразі замінюємо час  $t$  на значення  $(t - \gamma_1(n)T)$ :

$$\begin{aligned}
 i_{1k}(t) &= i_{1k}(nT + \gamma_1(n)T) + \\
 &+ \frac{U_m}{\omega L} ((\cos \omega \gamma_1(n)T - \cos \omega t) \cos \omega nT + \\
 &+ (\sin \omega t - \sin \omega \gamma_1(n)T) \sin \omega nT) - \frac{U_c}{L} (t - \gamma_1(n)T), \\
 \gamma_1(n)T &\leq t \leq T.
 \end{aligned}$$

Перейдемо до змінної  $\varepsilon$  для  $n$ -го інтервалу  $(\gamma_1(n) \leq \varepsilon \leq 1)$ :

$$\begin{aligned}
 i_{1k}(n, \varepsilon) &= i_{1k}(n + \gamma_1(n)) + \\
 &+ \frac{U_m}{\omega L} ((\cos \omega \gamma_1(n)T - \cos \omega \varepsilon T) \cos \omega nT + \\
 &+ (\sin \omega \varepsilon T - \sin \omega \gamma_1(n)T) \sin \omega nT) - \frac{U_c}{L} (\varepsilon - \gamma_1(n))T. \quad (2.3)
 \end{aligned}$$

В кінці інтервалу  $\varepsilon = 1$ , струм компенсатора:

$$\begin{aligned} i_{1\kappa}(n+1) &= i_{1\kappa}(n + \gamma_1(n)) + \\ &+ \frac{U_m}{\omega L} ((\cos \omega \gamma_1(n)T - \cos \omega T) \cos \omega nT + \\ &+ (\sin \omega T - \sin \omega \gamma_1(n)T) \sin \omega nT) - \frac{U_c}{L} (1 - \gamma_1(n))T. \end{aligned} \quad (2.4)$$

З виразів (2.2) та (2.4) отримуємо різницеве рівняння:

$$\begin{aligned} i_{1\kappa}(n+1) &= i_{1\kappa}(n) + \\ &+ \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega T) \cos \omega nT + \sin \omega T \sin \omega nT) - \\ &- \frac{U_c}{L} (1 - \gamma_1(n))T. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Скористаємося для його вирішення Z-перетворенням. Враховуючи, що:

$$\begin{aligned} Z\{\gamma_1(n)\} &= \gamma_1(z), \quad Z\{i_{1\kappa}(n+1)\} = \\ &= zI_{1\kappa}(z) - zI_{1\kappa}(t_0), \quad Z\{i_{1\kappa}(n)\} = I_{1\kappa}(z), \\ Z\{\cos \omega nT\} &= \frac{z^2 - z \cos \omega T}{z^2 - 2z \cos \omega T + 1}, \quad Z\{\sin \omega nT\} = \\ &= \frac{z \sin \omega T}{z^2 - 2z \cos \omega T + 1}; \end{aligned}$$

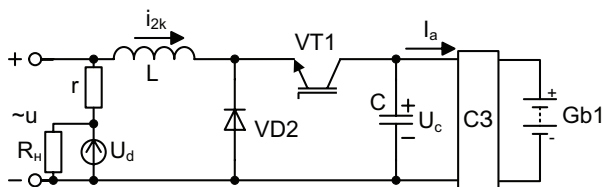
$$\gamma_1(k)|_{k=-1} = 0, \quad Z^{-1}\left\{\frac{\gamma_1(z)}{(z-1)}\right\} = \sum_{k=-1}^{n-1} \gamma_1(k), \text{ визначаємо:}$$

$$\begin{aligned} I_{1\kappa}(z) &= i_{1\kappa}(t_0) \frac{z}{z-1} + \\ &+ \frac{U_m}{\omega L} \frac{(1 - \cos \omega T)(z^2 + z)}{(z-1)(z^2 - 2z \cos \omega T + 1)} - \frac{U_c}{L} T \frac{z}{(z-1)^2} + \\ &+ \frac{U_c}{L} T \frac{\gamma_1 z}{(z-1)}, \end{aligned}$$

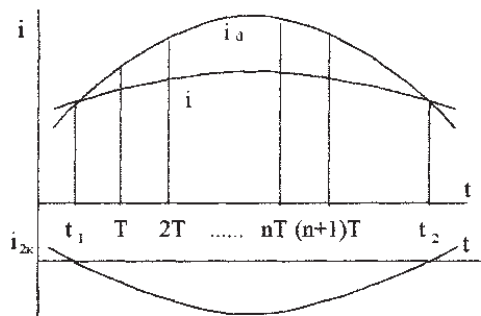
$$i_{1k}(n) = i_{1k}(t_0) + \frac{U_m}{\omega L}(1 - \cos \omega n T) - \frac{U_c}{L} n T + \frac{U_c}{L} T \sum_{k=-1}^{n-1} \gamma_1(k) \quad (2.6)$$

## 2. Інтервал 2 ( $t_1-t_2$ )

Перетворювач працює в режимі інвертування, накопичена в ємнісному накопичувачі енергія передається назад у мережу. Транзистор VT1 працює на високій частоті  $f = 1/T$  з коефіцієнтом заповнення імпульсів  $\gamma_2(n)$ . Еквівалентна схема ФКП та часові діаграми його роботи приведені на рис. 2.3, де ланцюг  $r-R_H-U_d$  моделює навантаження (випрямляч з ємнісним навантаженням), через яке на інтервалі  $t_1-t_2$  протікає струм  $i_d(t) = \frac{u(t) - U_d}{r}$ .



а



б

Рис. 2.3. Схема заміщення (а) та часові діаграми струмів (б) перетворювача на інтервалі 2

На інтервалі  $(nT, nT + \gamma_2(n)T)$  транзистор VT1 відкритий. Рівняння стану (початок координат в точці  $nT$ ) та його вирішення мають вигляд:

$$U_c = L \frac{d(-i_{2\kappa}(t))}{dt} + u, \quad N_1 \leq n \leq N_2 - 1, \quad (0 \leq t \leq \gamma_2(n)T),$$

$$i_{2\kappa}(t) = i_{2\kappa}(nT) + \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega t) \cos \omega nT +$$

$$+ \sin \omega t \sin \omega nT) - \frac{U_c}{L} t.$$

З урахуванням рівності  $t = \varepsilon T$  ( $0 \leq \varepsilon \leq \gamma_2(n)$ ) для конкретного  $n$ -го інтервалу  $N_1 \leq n \leq N_2 - 1$  знаходимо:

$$i_{2\kappa}(n, \varepsilon) = i_{2\kappa}(n) + \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega \varepsilon T) \cos \omega nT +$$

$$+ \sin \omega \varepsilon T \sin \omega nT) - \frac{U_c}{L} \varepsilon T \quad (2.7)$$

Знаходимо струм через дросель у момент  $\varepsilon = \gamma_2(n)$ :

$$i_{2\kappa}(n + \gamma_2(n)) = i_{2\kappa}(n) + \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega \gamma_2(n)T) \cos \omega nT +$$

$$+ \sin \omega \gamma_2(n)T \sin \omega nT) - \frac{U_c}{L} \gamma_2(n)T. \quad (2.8)$$

На інтервалі  $(nT + \gamma_2(n)T, (n+1)T)$  транзистор VT1 закритий. Знайдемо рівняння стану при початку координат у точці  $nT + \gamma_2(n)T$ :

$$0 = L \frac{d(-i_{2\kappa}(t))}{dt} + u, \quad u = U_m \sin \omega(t + nT + \gamma_2(n)T).$$

Вирішення даного рівняння відносно невідомого  $i_{2\kappa}(t)$  ( $0 \leq t \leq T - \gamma_2(n)T$ ) визначається наступним чином:

$$i_{2\kappa}(nT + \gamma_2(n)T) + \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega t) \cos(\omega nT + \omega \gamma_2(n)T) +$$

$$+ \sin \omega t \sin(\omega nT + \omega \gamma_2(n)T)).$$

Щоб перейти до загального початку координат, у даному виразі замінюємо час  $t$  на значення  $(t - \gamma_2(n)T)$ :

$$i_{2\kappa}(t) = i_{2\kappa}(nT + \gamma_2(n)T) + \\ + \frac{U_m}{\omega L} ((\cos \omega \gamma_2(n)T - \cos \omega t) \cos \omega nT + \\ + (\sin \omega t - \sin \omega \gamma_2(n)T) \sin \omega nT),$$

$$\gamma_2(n)T \leq t \leq T.$$

Перейдемо до змінної  $\varepsilon$  для  $n$ -го інтервалу ( $\gamma_2(n) \leq \varepsilon \leq 1$ ):

$$i_{2\kappa}(n, \varepsilon) = i_{2\kappa}(n + \gamma_2(n)) + \\ + \frac{U_m}{\omega L} ((\cos \omega \gamma_2(n)T - \cos \omega \varepsilon T) \cos \omega nT + \\ + (\sin \omega \varepsilon T - \sin \omega \gamma_2(n)T) \sin \omega nT) \quad (2.9)$$

При  $\varepsilon = 1$  струм через дросель:

$$i_{2\kappa}(n+1) = i_{2\kappa}(n + \gamma_2(n)) + \\ + \frac{U_m}{\omega L} ((\cos \omega \gamma_2(n)T - \cos \omega T) \cos \omega nT + \\ + (\sin \omega T - \sin \omega \gamma_2(n)T) \sin \omega nT). \quad (2.10)$$

Підставляючи (2.8) в (2.10), отримуємо різницеве рівняння для інтервалу  $(t_1 - t_2)$ :

$$i_{2\kappa}(n+1) = i_{2\kappa}(n) + \\ + \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega T) \cos \omega nT + \sin \omega T \sin \omega nT) - \\ - \frac{U_c}{L} \gamma_2(n)T, \quad (2.11)$$

$$i_{2\kappa}(n) = i_{2\kappa}(t_0) + \frac{U_m}{\omega L} (1 - \cos \omega T) - \frac{U_c}{L} T \sum_{k=0}^{n-1} \gamma_2(k), \\ N_1 \leq n \leq N_2 - 1.$$

Відомо, що в момент  $t = t_1$ :

$$i_{2\kappa}(t_1) = i_{2\kappa}(n) \big|_{n=N_1} = i_{2\kappa}(t_0) + \\ + \frac{U_m}{\omega L} (1 - \cos \omega N_1 T) - \frac{U_c}{L} T \sum_{k=0}^{N_1-1} \gamma_2(k),$$

звідси:

$$i_{2\kappa}(n) = i_{2\kappa}(t_1) + \frac{U_m}{\omega L} (\cos \omega N_1 T - \cos \omega n T) - \frac{U_c}{L} T \sum_{k=N_1-1}^{n-1} \gamma_2(k), \quad (2.12)$$

де  $N_1 \leq n \leq N_2 - 1, \gamma_2(k)|_{k=N_1-1} = 0$ .

### 3. Інтервал 3 ( $t_2 - t_3$ )

На даному інтервалі ( $N_2 \leq n \leq N_3 - 1, t_3' - t_2 \approx 0$ ) ФКП працює в режимі споживання електроенергії. Аналогічно інтервалу  $t_0 - t_1$ , процеси в даному випадку описуються наступними виразами:

При  $0 \leq \varepsilon \leq \gamma_3(n)$ :

$$i_{3\kappa}(n, \varepsilon) = i_{3\kappa}(n) + \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega \varepsilon T) \cos \omega n T + \sin \omega \varepsilon T \sin \omega n T), \quad (2.13)$$

$$i_{3\kappa}(n + \gamma_3(n)) = i_{3\kappa}(n) + \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega \gamma_3(n) T) \cos \omega n T + \sin \omega \gamma_3(n) T \sin \omega n T). \quad (2.14)$$

При  $\gamma_3(n) \leq \varepsilon \leq 1$ :

$$i_{3\kappa}(n, \varepsilon) = i_{3\kappa}(n + \gamma_3(n)) + \frac{U_m}{\omega L} ((\cos \omega \gamma_3(n) T - \cos \omega \varepsilon T) \cos \omega n T + (\sin \omega \varepsilon T - \sin \omega \gamma_3(n) T) \sin \omega n T) - \frac{U_c}{L} (\varepsilon - \gamma_3(n)) T, \quad (2.15)$$

$$i_{3\kappa}(n + 1) = i_{3\kappa}(n + \gamma_3(n)) + \frac{U_m}{\omega L} ((\cos \omega \gamma_3(n) T - \cos \omega T) \cos \omega n T + (\sin \omega T - \sin \omega \gamma_3(n) T) \sin \omega n T) - \frac{U_c}{L} (1 - \gamma_3(n)) T. \quad (2.16)$$

З вищенаведених виразів отримуємо різницеве рівняння:

$$i_{3\kappa}(n+1) = i_{3\kappa}(n) + \frac{U_m}{\omega L}((1 - \cos \omega T) \cos \omega n T + \sin \omega T \sin \omega n T) - \frac{U_c}{L}(1 - \gamma_3(n))T, \quad (2.17)$$

$$i_{3\kappa}(n) = i_{3\kappa}(t_0) + \frac{U_m}{\omega L}((1 - \cos \omega T) - \frac{U_c}{L}nT + \frac{U_c}{L}T \sum_{k=0}^{n-1} \gamma_3(k))$$

$$N_2 \leq n \leq N_3 - 1.$$

Оскільки в момент  $t_2$  справедливе відношення:

$$i_{3\kappa}(t_2) = i_{3\kappa}(n)|_{n=N_2} = i_{3\kappa}(t_0) + \frac{U_m}{\omega L}(1 - \cos \omega N_2 T) - \frac{U_c}{L}N_2 T + \frac{U_c}{L}T \sum_{k=0}^{N_2-1} \gamma_3(k),$$

то:

$$i_{3\kappa}(n) = i_{3\kappa}(t_2) + \frac{U_m}{\omega L}(\cos \omega N_2 T - \cos \omega n T) - \frac{U_c}{L}(n - N_2)T + \frac{U_c}{L}T \sum_{k=N_2-1}^{n-1} \gamma_3(k), \quad (2.18)$$

де  $N_2 \leq n \leq N_3 - 1, \gamma_3(k)|_{k=N_2-1} = 0$ .

В усталеному режимі при рівності  $i_{2\kappa}(n)|_{n=N_1} = i_{1\kappa}(n)|_{n=N_1}$ ,  $i_{3\kappa}(n)|_{n=N_2} = i_{2\kappa}(n)|_{n=N_1}$ ,  $i_{1\kappa}(n)|_{n=0} = -i_{3\kappa}(n)|_{n=N_3}$ , визначаємо з виразів (2.6), (2.12) та (2.18) початкові умови струму  $i_{1\kappa}(t_0)$ ,  $i_{2\kappa}(t_1)$ ,  $i_{3\kappa}(t_2)$ :

$$\begin{aligned} i_{1\kappa}(t_0) &= \frac{U_m}{\omega L}(\cos \omega N_3 T - 1) + \\ &+ \frac{U_c}{2L}T(N_1 - N_2 + N_3) - \frac{U_c}{2L}T(\sum_{k=0}^{N_1-1} \gamma_1(k) - \\ &- \sum_{k=N_1}^{N_2-1} \gamma_2(k) + \sum_{k=N_2}^{N_3-1} \gamma_3(k)), \\ i_{2\kappa}(t_1) &= \frac{U_m}{\omega L}(1 - 2 \cos \omega N_1 T + \cos \omega N_3 T) + \\ &+ \frac{U_c}{2L}T(-N_1 - N_2 + N_3) - \frac{U_c}{2L}T(-\sum_{k=0}^{N_1-1} \gamma_1(k) - \\ &- \sum_{k=N_1}^{N_2-1} \gamma_2(k) + \sum_{k=N_2}^{N_3-1} \gamma_3(k)), \end{aligned}$$

$$i_{3\kappa}(t_2) = \frac{U_m}{\omega L}(1 - 2\cos\omega N_2 T + \cos\omega N_3 T) + \\ + \frac{U_c}{2L}T(-N_1 - N_2 + N_3) - \frac{U_c}{2L}T(-\sum_{k=0}^{N_1-1}\gamma_1(k) + \\ + \sum_{k=N_1}^{N_2-1}\gamma_2(k) + \sum_{k=N_2}^{N_3-1}\gamma_3(k)).$$

З урахуванням того, що  $N_1 T \approx \tau_1$ ,  $N_2 T \approx \tau_1 + \tau_2$ ,  $N_3 T \approx \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 = T_c/2$ ,  $\tau_1 = \tau_3$ ,  $\cos\omega N_3 T = \cos\omega T_c/2 = \cos\pi = -1$ , отримуємо:

$$i_{1\kappa}(n) = -\frac{U_m}{\omega L} + \frac{U_c}{L}\tau_1 + \\ + \frac{U_c}{2L}T(-\sum_{k=0}^{N_1-1}\gamma_1(k) + \sum_{k=N_1}^{N_2-1}\gamma_2(k) - \sum_{k=N_2}^{N_3-1}\gamma_3(k)), \quad (2.19)$$

$$i_{2\kappa}(t_1) = -\frac{U_m}{\omega L}\cos\omega\tau_1 + \frac{U_c}{2L}T(\sum_{k=0}^{N_1-1}\gamma_1(k) + \\ + \sum_{k=N_1}^{N_2-1}\gamma_2(k) - \sum_{k=N_2}^{N_3-1}\gamma_3(k)), \quad (2.20)$$

$$i_{3\kappa}(t_2) = \frac{U_m}{\omega L}\cos\omega\tau_1 + \frac{U_c}{2L}T(\sum_{k=0}^{N_1-1}\gamma_1(k) - \\ - \sum_{k=N_1}^{N_2-1}\gamma_2(k) - \sum_{k=N_2}^{N_3-1}\gamma_3(k)). \quad (2.21)$$

Після підстановки  $\xi_1 = \sum_{k=0}^{N_1-1}\gamma_1(k)$ ,  $\xi_2 = \sum_{k=N_1}^{N_2-1}\gamma_2(k)$ ,  $\xi_3 = \sum_{k=N_2}^{N_3-1}\gamma_3(k)$ , формули (2.6), (2.12) та (2.18) набувають кінцевого вигляду:

$$i_{1\kappa}(n) = -\frac{U_m}{\omega L}\cos\omega nT + \frac{U_c}{L}(\tau_1 - nT) + \\ + \frac{U_c}{2L}T\sum_{k=0}^{N_1-1}\gamma_1(k) + \frac{U_c}{2L}T(-\xi_1 + \xi_2 - \xi_3), \quad (2.22)$$

де  $0 \leq n \leq N_1 - 1$ ,  $\gamma_1(k)|_{k=-1} = 0$ .



$$i_{2\kappa}(n) = -\frac{U_m}{\omega L} \cos \omega n T - \frac{U_c}{L} T \sum_{k=N_1-1}^{n-1} \gamma_2(k) + \frac{U_c}{2L} T (\xi_1 + \xi_2 - \xi_3) \quad (2.23)$$

де  $N_1 \leq n \leq N_2 - 1, \gamma_2(k)|_{k=N_1-1} = 0$ .

$$i_{3\kappa}(n) = -\frac{U_m}{\omega L} \cos \omega n T + \frac{U_c}{L} (\tau_1 + \tau_2 - nT) + \frac{U_c}{L} T \sum_{k=N_2-1}^{n-1} \gamma_3(k) + \frac{U_c}{2L} T (\xi_1 - \xi_2 - \xi_3), \quad (2.24)$$

де  $N_2 \leq n \leq N_3 - 1, \gamma_3(k)|_{k=N_2-1} = 0$ .

Отримані значення струмів в усталеному режимі використовуються для подальшого аналізу енергетичних процесів в ФКП та формування сигналів керування.

### 2.1.1. Визначення енергії, накопиченої в фільтро-компенсаційному перетворювачі

Введемо наступні позначення  $W_{1(n)}, W_{1(n)}'$  — накопичена в ФКП енергія відповідно на інтервалах замкнутого  $(nT, nT + \gamma_1(n)T)$  та розімкнутого  $(nT + \gamma_1(n)T, (n+1)T)$  стану ключа,  $W_1 = \sum_{n=0}^{N_1-1} W_{1(n)}$ ,  $W_1' = \sum_{n=0}^{N_1-1} W_{1(n)}'$ , тоді накопичена в ФКП енергія на інтервалі  $(t_0 - t_1)$  виражається виразом:

$$W_1 + W_1' = \sum_{n=0}^{N_1-1} (W_{1(n)} + W_{1(n)}')$$

Аналогічно, для інтервалів  $(t_1 - t_2)$  та  $(t_2 - t_3)$ :

$$W_2 + W_2' = \sum_{n=N_1}^{N_2-1} (W_{2(n)} + W_{2(n)}'),$$

$$W_3 + W_3' = \sum_{n=N_2}^{N_3-1} (W_{3(n)} + W_{3(n)}').$$

### 1. Інтервал 1 ( $t_0 - t_1$ ):

На інтервалі ( $nT, nT + \gamma_1(n)T$ )  $n$ -го періоду ( $0 \leq n \leq N_1 - 1$ ), коли транзистор VT2 відкритий, визначаємо миттєву потужність компенсатора:

$$p_{1\kappa}(n, \varepsilon) = u(n, \varepsilon) i_{1\kappa}(n, \varepsilon), \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma_1(n),$$

З виразів (2.1), (2.22) слідує:

$$\begin{aligned} p_{1\kappa}(n, \varepsilon) = & U_m \sin(\omega nT + \omega \varepsilon T) \left( \frac{U_c}{L} (\tau_1 - nT) + \right. \\ & + \frac{U_c}{L} T \sum_{k=-1}^{n-1} \gamma_1(k) + \frac{U_c}{2L} T (-\xi_1 + \xi_2 - \xi_3) - \\ & \left. - \frac{U_m}{\omega L} \cos(\omega nT + \omega \varepsilon T) \right). \end{aligned}$$

Накопичена в компенсаційному перетворювачі енергія визначається виразом  $W_{1(n)} = \int_0^{\gamma_1(n)T} p_{1\kappa}(n, \varepsilon) d(\varepsilon T)$ , або:

$$\begin{aligned} W_{1(n)} = & -\frac{U_m^2}{4\omega^2 L} (\cos 2\omega nT - \cos(2\omega nT + 2\omega \gamma_1(n)T)) + \\ & + (\cos \omega nT - \cos(\omega nT + \omega \gamma_1(n)T)) \left( \frac{U_m U_c}{\omega L} (\tau_1 - nT) + \right. \\ & \left. + \frac{U_m U_c}{\omega L} T \sum_{k=-1}^{n-1} \gamma_1(k) + \frac{U_m U_c}{2\omega L} T (-\xi_1 + \xi_2 - \xi_3) \right). \end{aligned} \quad (2.25)$$

З виразів (2.2), (2.3) та (2.22) слідує:

$$\begin{aligned} p_{1\kappa}(n, \varepsilon) = & U_m \sin(\omega nT + \omega \varepsilon T) \left( \frac{U_c}{L} (\tau_1 - nT) + \right. \\ & + \frac{U_c}{L} T \sum_{k=-1}^{n-1} \gamma_1(k) + \frac{U_c}{2L} T (-\xi_1 + \xi_2 - \xi_3) - \\ & \left. - \frac{U_c}{L} (\varepsilon - \gamma_1(n)) T - \frac{U_m}{\omega L} \cos(\omega \varepsilon T + \omega nT) \right), \\ & \gamma_1(n) \leq \varepsilon \leq 1, \quad 0 \leq n \leq N_1 - 1. \end{aligned}$$

Накопичена в ФКП енергія визначається виразом:

$$W'_{1(n)} = \int_{\gamma_1(n)T}^T p_{1\kappa}(n, \varepsilon) d(\varepsilon T),$$

$$\begin{aligned}
 W'_{1(n)} = & -\frac{U_m^2}{4\omega^2 L} (\cos(2\omega nT + 2\omega\gamma_1(n)T) - \cos(2\omega nT + 2\omega T)) + \\
 & + (\cos(\omega nT + \omega\gamma_1(n)T) - \cos(\omega nT + \omega T)) \left( \frac{U_m U_c}{\omega L} (\tau_1 - nT) + \right. \\
 & + \frac{U_m U_c}{\omega L} T \sum_{k=-1}^{n-1} \gamma_1(k) + \frac{U_m U_c}{2\omega L} T (-\xi_1 + \xi_2 - \xi_3)) + \\
 & + \frac{U_m U_c}{\omega L} T (1 + \gamma_1(n)) \cos(\omega nT + \omega T) - \\
 & - \frac{U_m U_c}{\omega^2 L} (\sin(\omega nT + \omega T) - \sin(\omega nT + \omega\gamma_1(n)T)). \quad (2.26)
 \end{aligned}$$

Підсумовуючи результати формул (2.25) та (2.26), визначаємо накопичену енергію в  $n$ -му періоді ( $0 \leq n \leq N_1 - 1$ ) і на інтервалі ( $t_0 - t_1$ ):

$$\begin{aligned}
 W_{1(n)} + W'_{1(n)} = & -\frac{U_m^2}{4\omega^2 L} (\cos 2\omega nT - \cos(2\omega nT + 2\omega T)) + \\
 & + (\cos \omega nT - \cos(\omega nT + \omega T)) \left( \frac{U_m U_c}{\omega L} (\tau_1 - nT) + \frac{U_m U_c}{\omega L} T \sum_{k=-1}^{n-1} \gamma_1(k) + \right. \\
 & + \frac{U_m U_c}{2\omega L} T (-\xi_1 + \xi_2 - \xi_3)) + \frac{U_m U_c}{\omega L} T (1 - \gamma_1(n)) \cos(\omega nT + \omega T) - \\
 & - \frac{U_m U_c}{\omega^2 L} (\sin(\omega nT + \omega T) - \sin(\omega nT + \omega\gamma_1(n)T)), \\
 W_1 + W'_1 = & \frac{U_m^2}{4\omega^2 L} (\cos 2\omega\tau_1 - 1) + \frac{U_m U_c}{\omega L} \tau_1 - \xi_1 \cos \omega\tau_1 \frac{U_m U_c}{\omega L} T + \\
 & + (-\xi_1 + \xi_2 - \xi_3) (1 - \cos \omega\tau_1) \frac{U_m U_c}{2\omega L} T + \\
 & + \frac{U_m U_c}{\omega^2 L} \sum_{k=0}^{N_1-1} (\sin(k\omega T + \omega\gamma_1(k)T) - \sin(k+1)\omega T). \quad (2.27)
 \end{aligned}$$

## 2. Інтервал 2 ( $t_1 - t_2$ ):

На інтервалі ( $nT, nT + \gamma_2(n)T$ )  $n$ -го періоду ( $N_1 \leq n \leq N_2 - 1$ ) транзистор VT1 відкритий. З виразів (2.7) та (2.23) визначаємо миттєву потужність ФКП:

$$p_{2\kappa}(n, \varepsilon) = U_m \sin(\omega n T + \omega \varepsilon T) \left( -\frac{U_c}{L} T \sum_{k=N_1-1}^{n-1} \gamma_2(k) + \right. \\ \left. + \frac{U_c}{2L} T (\xi_1 + \xi_2 - \xi_3) - \frac{U_c}{L} \varepsilon T - \frac{U_m}{\omega L} \cos(\omega n T + \omega \varepsilon T) \right), \\ 0 \leq \varepsilon \leq \gamma_2(n).$$

Енергія визначається виразом  $W_{2(n)} = \int_0^{\gamma_2(n)T} p_{2\kappa}(n, \varepsilon) d(\varepsilon T)$ , або:

$$W_{2(n)} = -\frac{U_m^2}{4\omega^2 L} (\cos 2\omega n T - \cos(2\omega n T + 2\omega \gamma_2(n)T)) + \\ + (\cos \omega n T - \cos(\omega n T + \omega \gamma_2(n)T)) \left( -\frac{U_m U_c}{\omega L} T \sum_{k=N_1-1}^{n-1} \gamma_2(k) + \right. \\ \left. + \frac{U_m U_c}{2\omega L} T (\xi_1 + \xi_2 - \xi_3) + \frac{U_m U_c}{\omega L} T \gamma_2(n) \cos(\omega n T + \omega \gamma_2(n)T) - \right. \\ \left. - \frac{U_m U_c}{\omega^2 L} (\sin(\omega n T + \omega \gamma_2(n)T) - \sin \omega n T) \right). \quad (2.28)$$

З виразів (2.8), (2.9) та (2.23) визначається потужність для інтервалів  $(nT + \gamma_2(n)T, (n+1)T)$ :

$$p_{2\kappa}(n, \varepsilon) = U_m \sin(\omega n T + \omega \varepsilon T) \left( -\frac{U_c}{L} T \sum_{k=N_1-1}^n \gamma_2(k) + \right. \\ \left. + \frac{U_c}{2L} T (\xi_1 + \xi_2 - \xi_3) - \frac{U_m}{\omega L} \cos(\omega \varepsilon T + \omega n T), \right. \\ \left. \gamma_2(n) \leq \varepsilon \leq 1, N_1 \leq n \leq N_2 - 1. \right.$$

Енергія  $W'_{2(n)} = \int_{\gamma_2(n)T}^T p_{2\kappa}(n, \varepsilon) d(\varepsilon T)$ :

$$W'_{2(n)} = -\frac{U_m^2}{4\omega^2 L} (\cos(2\omega n T + 2\omega \gamma_2(n)T) - \cos(2\omega n T + 2\omega T)) + \\ + (\cos(\omega n T + \omega \gamma_2(n)T) - \cos(\omega n T + \omega T)) \left( -\frac{U_m U_c}{\omega L} \gamma_2(n)T - \right. \\ \left. - \frac{U_m U_c}{\omega L} T \sum_{k=N_1-1}^{n-1} \gamma_2(k) + \frac{U_m U_c}{2\omega L} T (\xi_1 + \xi_2 - \xi_3) \right). \quad (2.29)$$

Таким чином, з виразів (2.28) та (2.29) знаходимо:

$$\begin{aligned}
 W_{2(n)} + W'_{2(n)} = & \\
 = & -\frac{U^2}{4\omega^2 L} (\cos 2\omega nT - \cos(2\omega nT + 2\omega T)) + \\
 & + (\cos \omega nT - \cos(\omega nT + \omega T)) \times \\
 & \times \left( -\frac{U_m U_c}{\omega L} T \sum_{k=N_1-1}^{n-1} \gamma_2(k) + \frac{U_m U_c}{2\omega L} T (\xi_1 + \xi_2 - \xi_3) \right) + \\
 & + \frac{U_m U_c}{\omega L} T \gamma_2(n) \cos(\omega nT + \omega T) - \\
 & - \frac{U_m U_c}{\omega^2 L} (\sin(\omega nT + \omega \gamma_2 T) - \sin \omega nT).
 \end{aligned}$$

Енергія, що віддається назад у мережу на інтервалі  $(t_1 - t_2)$ :

$$\begin{aligned}
 W_2 + W'_2 = & \frac{U^2}{4\omega^2 L} (\cos 2\omega N_2 T - \cos 2\omega N_1 T) + \\
 & + (\cos \omega N_1 T - \cos \omega N_2 T) \frac{U_m U_c}{2\omega L} T (-\xi_1 + \xi_2 - \xi_3) + \\
 & + \frac{U_m U_c}{\omega^2 L} \sum_{k=N_1}^{N_2-1} (\sin k\omega T - \sin(k\omega T + \omega \gamma_2(k)T)) + \frac{U_m U_c}{\omega L} \xi_2 T \cos \omega N_2 T.
 \end{aligned}$$

Оскільки  $\cos \omega N_2 T = \cos \omega(\tau_1 + \tau_2) = \cos(\pi - \omega \tau_1) = -\cos \omega \tau_1$ ,  
 $\cos 2\omega N_2 T = \cos 2\omega(\tau_1 + \tau_2) = \cos(2\pi - 2\omega \tau_1) = \cos 2\omega \tau_1 = \cos 2\omega N_1 T$ , то:

$$\begin{aligned}
 W_2 + W'_2 = & (\xi_1 - \xi_3) \cos \omega \tau_1 \frac{U_m U_c}{\omega L} T + \\
 & + \frac{U_m U_c}{\omega^2 L} \sum_{k=N_1}^{N_2-1} (\sin k\omega T - \sin(k\omega T + \omega \gamma_2(k)T)). \quad (2.30)
 \end{aligned}$$

### 3. Інтервал 3 $(t_2 - T/2)$ :

На інтервалі  $(nT, nT + \gamma_3(n)T)$   $n$ -го періоду, коли транзистор VT2 відкритий, миттєва потужність визначається з виразів (2.13) та (2.24):

$$p_{3\kappa}(n, \varepsilon) = U_m \sin(\omega n T + \omega \varepsilon T) \left( \frac{U_c}{L} (\tau_1 + \tau_2 - n T) + \right. \\ \left. + \frac{U_c}{L} T \sum_{k=N_2-1}^{n-1} \gamma_2(k) + \frac{U_c}{2L} T (\xi_1 - \xi_2 - \xi_3) - \frac{U_m}{\omega L} \cos(\omega n T + \omega \varepsilon T) \right),$$

Накопичена в ФКП енергія  $W_{3(n)} = \int_0^{\gamma_3(n)T} p_{3\kappa}(n, \varepsilon) d(\varepsilon T)$ , або:

$$W_{3(n)} = -\frac{U_m^2}{4\omega^2 L} (\cos 2\omega n T - \cos(2\omega n T + 2\omega \gamma_3(n)T)) + \\ + (\cos \omega n T - \cos(\omega n T + \omega \gamma_3(n)T)) \left( \frac{U_m U_c}{\omega L} T \sum_{k=N_2-1}^{n-1} \gamma_3(k) + \right. \\ \left. + \frac{U_m U_c}{\omega L} (\tau_1 + \tau_2 - n T) + \frac{U_m U_c}{2\omega L} T (\xi_1 - \xi_2 - \xi_3) \right). \quad (2.31)$$

На інтервалі  $(nT + \gamma_3(n)T, (n+1)T)$  транзистор VT закритий. З (2.14), (2.15) та (2.24) слідує:

$$p_{3\kappa}(n, \varepsilon) = U_m \sin(\omega n T + \omega \varepsilon T) \left( \frac{U_c}{L} (\tau_1 + \tau_2 - n T) + \right. \\ \left. + \frac{U_c}{L} T \sum_{k=N_2-1}^{n-1} \gamma_3(k) + \frac{U_c}{2L} T (\xi_1 - \xi_2 - \xi_3) - \right. \\ \left. - \frac{U_c}{L} (\varepsilon - \gamma_3(n)) T - \frac{U_m}{\omega L} \cos(\omega \varepsilon T + \omega n T) \right), \\ \gamma_3(n) \leq \varepsilon \leq 1, N_2 \leq n \leq N_3 - 1.$$

Накопичена в ФКП енергія  $W'_{3(n)} = \int_{\gamma_3(n)T}^T p_{3\kappa}(n, \varepsilon) d(\varepsilon T)$ , звідси:

$$W'_{3(n)} = -\frac{U_m^2}{4\omega^2 L} (\cos(2\omega n T + 2\omega \gamma_3(n)T) - \cos(2\omega n T + 2\omega T)) + \\ + (\cos(\omega n T + \omega \gamma_3(n)T) - \cos(\omega n T + \omega T)) \left( \frac{U_m U_c}{\omega L} T \sum_{k=N_2-1}^{n-1} \gamma_3(k) + \right. \\ \left. + \frac{U_m U_c}{\omega L} (\tau_1 + \tau_2 - n T) + \frac{U_m U_c}{2\omega L} T (\xi_1 - \xi_2 - \xi_3) \right) +$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{U_m U_c}{\omega L} T (1 - \gamma_3(n)) \cos(\omega n T + \omega T) - \\
 & - \frac{U_m U_c}{\omega^2 L} (\sin(\omega n T + \omega T) - \sin(\omega n T + \omega \gamma_3(n) T)). \quad (2.32)
 \end{aligned}$$

З формул (2.31) та (2.32) визначаємо накопичену енергію на  $n$ -му періоді:

$$\begin{aligned}
 W_{3(n)} + W'_{3(n)} = & - \frac{U_m^2}{4\omega^2 L} (\cos 2\omega n T - \cos(2\omega n T + 2\omega T)) + \\
 & + (\cos \omega n T - \cos(\omega n T + \omega T)) \left( \frac{U_m U_c}{\omega L} (\tau_1 + \tau_2 - nT) + \frac{U_m U_c}{\omega L} T \sum_{k=N_2-1}^{n-1} \gamma_3(k) + \right. \\
 & + \frac{U_m U_c}{2\omega L} T (\xi_1 - \xi_2 - \xi_3) + \frac{U_m U_c}{\omega L} T (1 - \gamma_3(n)) \cos(\omega n T + \omega T) - \\
 & \left. - \frac{U_m U_c}{\omega^2 L} (\sin(\omega n T + \omega T) - \sin(\omega n T + \omega \gamma_3(n) T)) \right).
 \end{aligned}$$

Енергія, накопичена на інтервалі  $(t_2 - T_c/2)$ :

$$\begin{aligned}
 W_3 + W'_3 = & \sum_{n=N_2}^{N_3-1} (W_{3(n)} + W'_{3(n)}), \\
 W_3 + W'_3 = & - \frac{U_m^2}{4\omega^2 L} (\cos 2\omega \tau_1 - 1) - \frac{U_m U_c}{\omega L} \tau_1 - \xi_3 \frac{U_m U_c}{\omega L} T + \\
 & + (\xi_1 - \xi_2 - \xi_3) (1 - \cos \omega \tau_1) \frac{U_m U_c}{2\omega L} T + \\
 & + \frac{U_m U_c}{\omega^2 L} \sum_{k=N_2}^{N_3-1} (\sin(k\omega T + \omega \gamma_3(k) T) - \sin(k+1)\omega T). \quad (2.33)
 \end{aligned}$$

Отримані формули дозволяють аналізувати процеси в ФКП по двох умовах: балансу енергії ФКП та рівномірного розподілення енергії джерела, а також оцінювати вплив навантаження на роботу системи джерело-навантаження-ФКП.

### 2.1.2. Розрахунок основних параметрів фільтро-компенсаційного перетворювача

#### 1. Визначення коефіцієнтів заповнення імпульсів $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ для забезпечення синусоїдної форми вхідного струму

За умовами вирішуваної задачі вхідний струм повинен мати синусоїдну форму з амплітудою  $I_m$ , тобто  $i(t) = I_m \sin \omega t$ . Струм будь-якого  $(m+1)$ -го періоду на інтервалах  $(t_0 - t_1)$ ,  $(t_1 - t_2)$ ,  $(t_2 - t_3)$  відповідно визначається виразами:

$$i_1(n+1) = I_m \sin \omega(n+1)T, \quad 0 \leq n \leq N_1 - 1, \quad (2.34)$$

$$i_2(n+1) = I_m \sin \omega(n+1)T, \quad N_1 \leq n \leq N_2 - 1, \quad (2.35)$$

$$i_3(n+1) = I_m \sin \omega(n+1)T, \quad N_2 \leq n \leq N_3 - 1. \quad (2.36)$$

Для інтервалу  $(t_0 - t_1)$  при  $0 \leq n \leq N_1 - 1$  з різницевого рівняння (2.5) з урахуванням  $i_1(n) = i_{1k}(n)$  знаходимо вхідний струм ФКП:

$$\begin{aligned} i_1(n+1) = i_1(n) &+ \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega T) \cos \omega T + \\ &+ \sin \omega T \sin \omega n T) - \frac{U_c}{L} (1 - \gamma_1(n))T. \end{aligned}$$

Звідки, враховуючи (2.34), визначається коефіцієнт  $\gamma_1(n)$ :

$$\begin{aligned} \gamma_1(n) = (\sigma_1 \cos \omega T - \sigma_2 \sin \omega T) \frac{\sin \omega n T}{U_c} + \\ + (\sigma_1 \sin \omega T + \sigma_2 (\cos \omega T - 1)) \frac{\cos \omega n T}{U_c} - \frac{L}{T} \frac{i_1(n)}{U_c} + 1, \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\text{де } \sigma_1 = \frac{LI_m}{T}, \quad \sigma_2 = \frac{U_m}{\omega T}, \quad 0 \leq \gamma_1(n) \leq 1, \quad 0 \leq n \leq N_1 - 1.$$

На інтервалі  $(t_1 - t_2)$  (при  $N_1 \leq n \leq N_2 - 1$ ) струм навантаження визначається виразом ( $I_d$  — середнє значення струму навантаження):

$$i_d(t) = \frac{\omega \tau_2 I_d}{2 \cos \omega \tau_1 - \omega \tau_2 \sin \omega \tau_1} \sin \omega t - \frac{\omega \tau_2 \sin \omega \tau_1 I_d}{2 \cos \omega \tau_1 - \omega \tau_2 \sin \omega \tau_1} \quad (2.38)$$



або:

$$i_d(n+1) = i_d(n) + \frac{\omega \tau_2 I_d}{2 \cos \omega \tau_1 - \omega \tau_2 \sin \omega \tau_1} \times \\ \times (\sin \omega T \cos \omega n T + (\cos \omega T - 1) \sin \omega n T).$$

Оскільки вхідний струм на даному інтервалі визначається виразом  $i_2(n) = i_{2k}(n) + i_d(n)$  для будь-якого  $n$ , то з різницевого рівняння (2.11) знаходимо струм ФКП:

$$i(n+1) = i(n) + \\ + \frac{U_m}{\omega L} ((1 - \cos \omega T) \cos \omega n T + \sin \omega T \sin \omega n T) + \\ + \frac{\omega \tau_2 I_d}{2 \cos \omega \tau_1 - \omega \tau_2 \sin \omega \tau_1} (\sin \omega T \cos \omega n T + \\ + (\cos \omega T - 1) \sin \omega n T) - \frac{U_c}{L} \gamma_2(n) T.$$

Звідки, враховуючи (2.35), визначається коефіцієнт  $\gamma_2(n)$ :

$$\gamma_2(n) = (\sigma_2 \sin \omega T - \sigma_3 (\cos \omega T - 1) - \sigma_1) \frac{\sin \omega n T}{U_c} + \\ + (\sigma_2 (1 - \cos \omega T) + \sigma_3 \sin \omega T) \frac{\cos \omega n T}{U_c} + \frac{L i_2(n)}{T U_c}, \quad (2.39)$$

$$\text{де } \sigma_3 = -\sigma_1 + \frac{L I_d}{T} \frac{\omega \tau_2}{2 \cos \omega \tau_1 - \omega \tau_2 \sin \omega \tau_1}, \quad 0 \leq \gamma_2(n) \leq 1, \quad N_1 \leq n \leq N_2 - 1.$$

Аналогічно інтервалу  $(t_0 - t_1)$ , коефіцієнт  $\gamma_3(n)$  для інтервалу  $(t_2 - t_3)$  визначається з виразів (2.17) та (2.36):

$$\gamma_3(n) = (\sigma_1 \cos \omega T - \sigma_2 \sin \omega T) \frac{\sin \omega n T}{U_c} + \\ + (\sigma_1 \sin \omega T + \sigma_2 (\cos \omega T - 1)) \frac{\cos \omega n T}{U_c} - \frac{L i_3(n)}{T U_c} + 1, \quad (2.40)$$

$$\text{де } 0 \leq \gamma_3(n) \leq 1, \quad N_2 \leq n \leq N_3 - 1.$$

Вирази (2.37)–(2.40) визначають закони керування ФКП паралельного типу. В подальшому необхідно визначити невідомі, які входять в дані формули при заданому навантаженні, а саме: напругу на конденсаторі  $U_c$ , значення індуктивності  $L$ , амплітуду вхідного струму  $I_m$ .

## 2. Визначення амплітуди вхідного струму $I_m$

При зміні навантаження змінюється струм  $I_d(t)$ , та відповідно, вхідний струм  $i(t)$ .

На інтервалі  $(t_0 - t_1)$  в ФКП накопичується енергія:

$$\begin{aligned} W_1 + W_1' &= \int_0^{\tau_1} (u(t)i_{1k}(t) + I_s)dt = \\ &= U_m I_m \int_0^{\tau_1} \sin^2 \omega t dt = \frac{U_m I_m}{4\omega} (2\omega\tau_1 - \sin 2\omega\tau_1) + I_s \tau_1. \end{aligned}$$

Оскільки на інтервалі  $(t_1 - t_2)$  струм навантаження визначається виразом:

$$i_d(t) = \frac{u(t) - U_d}{r} = \frac{\omega\tau_2 I_d}{2\cos\omega\tau_1 - \omega\tau_2 \sin\omega\tau_1} (\sin\omega t - \sin\omega\tau_1),$$

то на даному інтервалі струм ФКП описується виразом:

$$\begin{aligned} i_{2k}(t) &= i_2(t) - i_d(t) = \\ &= (I_m - \frac{\omega\tau_2 I_d}{2\cos\omega\tau_1 - \omega\tau_2 \sin\omega\tau_1}) \sin\omega t + \\ &+ \frac{\omega\tau_2 \sin\omega\tau_1 I_d}{2\cos\omega\tau_1 - \omega\tau_2 \sin\omega\tau_1}. \end{aligned}$$

Таким чином, на інтервалі  $(t_1 - t_2)$  компенсатор віддає в навантаження енергію, рівну за величиною:

$$\begin{aligned} W_2 + W_2' &= \int_{\tau_1}^{\tau_1 + \tau_2} u(t)i_{2k}(t)dt = \frac{U_m I_m}{2} (\tau_2 + \frac{1}{\omega} \sin 2\omega\tau_1) + \\ &+ \frac{\tau_2 U_m I_d}{2(\cos\omega\tau_1 - \omega\tau_2 \sin\omega\tau_1)} (\sin 2\omega\tau_1 - \sin\omega\tau_1) + I_s \tau_2 \end{aligned}$$

З урахуванням  $2(W_1 + W_1') + W_2 + W_2' = 0$ , знаходимо:

$$\frac{I_m}{I_d} = \frac{\omega\tau_2(\omega\tau_2 - \sin 2\omega\tau_1)}{\pi(2\cos\omega\tau_1 - \omega\tau_2\sin\omega\tau_1)}. \quad (2.41)$$

Графік залежності  $I_m / I_d$  від кута  $\omega\tau_2$  приведений на рис. 2.4.

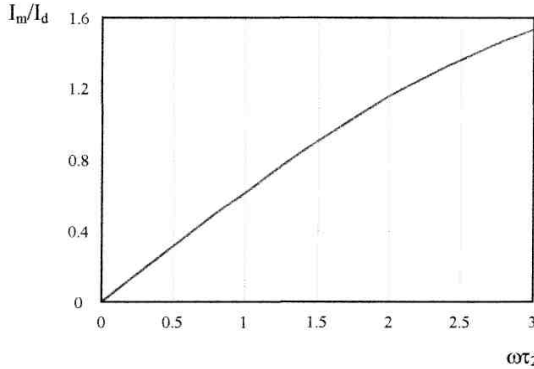


Рис. 2.4. Залежність  $I_m / I_d$  від кута  $\omega\tau_2$

**3. Знаходження напруги на конденсаторі  $U_c$  та значення індуктивності  $L$  з умов балансу енергії ФКП та рівномірного розподілу енергії джерела**

Для забезпечення балансу енергії необхідне виконання наступних умов:

$$W_1 + W_1' = W_3 + W_3'$$

$$2(W_1 + W_1') + W_2 + W_2' = 0 \quad (2.42)$$

З виразів (2.27), (2.30), (2.33) слідує:

$$\begin{aligned} & \frac{U_m^2}{2\omega}(\cos 2\omega\tau_1 - 1) + U_m U_c \tau_1 + \\ & + (-\xi_1 + \xi_2 - \xi_3 - \xi_2 \cos \omega\tau_1) U_m U_c T + \\ & + \frac{U_m U_c}{\omega} \sum_{k=0}^{N_1-1} (\sin(k\omega T + \omega\gamma_1(k)T) - \sin(k+1)\omega T) - \\ & - \frac{U_m U_c}{\omega} \sum_{k=N_2}^{N_3-1} (\sin(k\omega T + \omega\gamma_3(k)T) - \sin(k+1)\omega T) = 0, \quad (2.43) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \sum_{k=0}^{N_1-1} (\sin(k\omega T + \omega\gamma_1(k)T) - \sin(k+1)\omega T) + \\
 & + \sum_{k=N_1}^{N_2-1} (\sin k\omega T - \sin(k\omega T + \omega\gamma_2(k)T)) + \\
 & + \sum_{k=N_2}^{N_3-1} (\sin(k\omega T + \omega\gamma_3(k)T) - \sin(k+1)\omega T) = 0. \quad (2.44)
 \end{aligned}$$

Для забезпечення рівномірного розподілення енергії джерела необхідно, щоб  $W_1 + W'_1 = W_2 + W'_2 + W_d$  ( $W_d$  — енергія, що віддається в навантаження упродовж інтервалу часу  $t_1 - t_2$ ) [34]. Визначимо енергію  $W_d$ :

$$\begin{aligned}
 W_d &= \int_{\tau_1}^{\tau_1+\tau_2} u(t)i_d(t)dt = \\
 &= \frac{\tau_2 U_m I_d (\omega\tau_2 - \sin\omega\tau_2)}{4\cos\omega\tau_1 - 2\omega\tau_2 \sin\omega\tau_1} = \frac{U^2}{2\omega r} (\omega\tau_2 - \sin\omega\tau_2). \quad (2.45)
 \end{aligned}$$

Умова рівномірного розподілу енергії джерела, при врахуванні виразів (2.27), (2.30), (2.45) може бути записана у вигляді:

$$\begin{aligned}
 & \frac{U_m}{4\omega^2} (\cos 2\omega\tau_1 - 1) + \frac{U_c}{\omega} \tau_1 + \frac{\tau_2 I_d (\omega\tau_2 - \sin\omega\tau_2) L}{4\cos\omega\tau_1 - 2\omega\tau_2 \sin\omega\tau_1} + \\
 & + (-\xi_1 + \xi_2 - \xi_3 - 3\xi_1 \cos\omega\tau_1 - \xi_2 \cos\omega\tau_1 + 3\xi_3 \cos\omega\tau_1) \frac{U_c}{2\omega} T + \\
 & + \frac{U_c}{\omega^2} \sum_{k=0}^{N_1-1} (\sin(k\omega T + \omega\gamma_1(k)T) - \sin(k+1)\omega T) - \\
 & - \frac{U_c}{\omega^2} \sum_{k=N_1}^{N_2-1} (\sin k\omega T - \sin(k\omega T + \omega\gamma_2(k)T)) = 0. \quad (2.46)
 \end{aligned}$$

Для визначення напруги на конденсаторі  $U_c$ , значення індуктивності  $L$ , коефіцієнтів  $\gamma_1(n)$ ,  $\gamma_2(n)$ ,  $\gamma_3(n)$ , необхідно вирішити систему рівнянь (2.37), (2.39), (2.40), (2.44), (2.46). Але оскільки розрахунок трансцендентної системи досить проблематичний, для спрощення розрахунків необхідно перейти до середніх значень струмів та напруг.

## 2.2. Розрахунок за середніми значеннями струмів та напруг

Враховуючи те, що при визначенні напруги на конденсаторі  $U_c$  та значення індуктивності  $L$ , а також при аналізі впливу навантаження на роботу ФКП в цілому, інтерес представляють тільки значення енергій, що споживається чи накопичується в елементах схеми, акумуляторі чи навантаженні, представимо модель ФКП, основу на середніх значеннях струмів та напруг [34]. Для цього замінимо синусоїдальну напругу джерела на інтервалах  $(t_0-t_1)$ ,  $(t_1-t_2)$ ,  $(t_2-T_c/2)$  відповідно на середні значення  $U_1^*$ ,  $U_2^*$ ,  $U_3^*$ , які визначаються з виразів:

$$U_1^* = U_3^* = \frac{1}{\tau_1} \int_0^{\tau_1} U_m \sin \omega t dt = \frac{U_m}{\omega \tau_1} (1 - \cos \omega \tau_1), \quad (2.47)$$

$$U_2^* = \frac{1}{\tau_2} \int_{\tau_1}^{\tau_1+\tau_2} U_m \sin \omega t dt = \frac{2U_m}{\omega \tau_2} \cos \omega \tau_1. \quad (2.48)$$

Припустимо також, що на даних інтервалах (тривалістю відповідно  $\tau_1 = t_1 - t_0$ ,  $\tau_2 = t_2 - t_1$ ,  $\tau_3 = T_c/2 - t_2$ ) високочастотні транзистори комутуються тільки один раз відповідно з коефіцієнтами заповнення імпульсів  $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $Y_3$ . Тоді співвідношення між величиною енергії на  $i$ -му інтервалі запишеться у вигляді рівності:

$$W_i^* + W_i^{*'} = \psi(W_i + W_i') \text{ та } W_d^* = \psi W_d, \text{ для } i = 1 \div 3$$

де  $W_i + W_i'$ ,  $W_i^* + W_i^{*'}$  — накопичена в ФКП енергія відповідно при синусоїдальному та при середньому постійному впливі;  $W_d$ ,  $W_d^*$  — енергія, що споживається навантаженням відповідно при синусоїдальному та при середньому постійному впливі;  $\psi$  — деякий коефіцієнт пропорційності.

При виконанні умови балансу  $2(W_1^* + W_1^{*'}) + W_2^* + W_2^{*'}$  та умови рівномірного розподілу енергії джерела  $W_1^* + W_1^{*'}$  та  $W_2^* + W_2^{*'}$  та  $W_d^*$ , умови, що визначаються рівностями  $2(W_1 + W_1') + W_2 + W_2' = 0$  та  $W_1 + W_1' = W_2 + W_2' + W_d$ , також виконуються.

Струм навантаження  $i_d(t) = \frac{u(t) - U_d}{r}$  у даному випадку можна представити у вигляді струму еквівалентного джерела постійного струму  $I_d^* = \frac{U_2^* - U_d}{r^*}$ . На рис. 2.5 наведені часові діаграми півперіоду напруги мережі та струму, що споживає навантаження, у вигляді постійних значень на робочих інтервалах. Струм  $I_d^*$  приводиться до інтервалу 2, а на інтервалах  $\tau_1$  і  $\tau_2$  струм направлений на накопичення енергії в конденсаторі С та заряду акумулятора. Еквівалентне значення навантаження  $r^*$  визначається з умови  $W_d^* = \psi W_d$ .

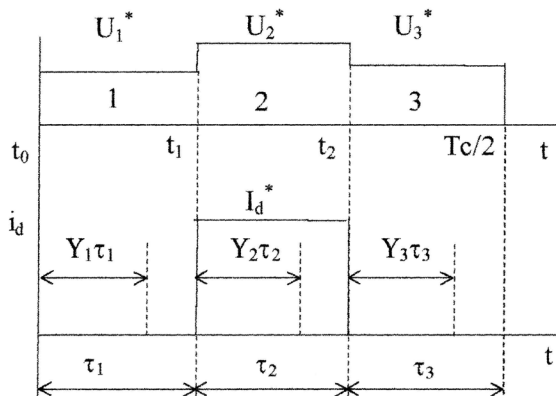


Рис. 2.5. Часові діаграми півперіоду напруги мережі та струму у вигляді постійних значень на робочих інтервалах

### 1. Еквівалентний опір $r^*$ та еквівалентний струм навантаження $I_d^*$

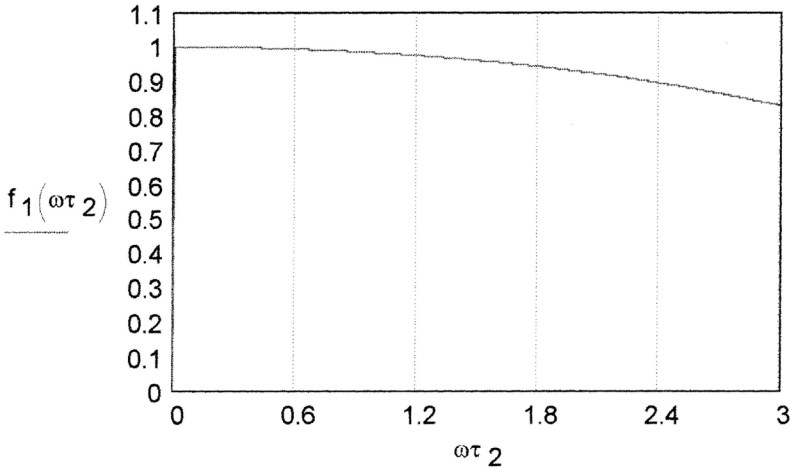
На інтервалі  $t_1 - t_2$  енергія, що споживається навантаженням, визначається виразом:

$$W_d^* = \tau_2 U_2^* I_d^* = \tau_2 U_2^* \frac{U_2^* - U_d}{r^*}. \quad (2.49)$$

Опір  $r^*$  знаходимо з виразів (2.7), (2.10), (2.49) з урахуванням  $W_d^* = \psi W_d$ :

$$\psi \frac{r^*}{r} = \frac{2(2 - 2\cos\omega\tau_2 - \omega\tau_2 \sin\omega\tau_2)}{\omega\tau_2(\omega\tau_2 - \sin\omega\tau_2)}. \quad (2.50)$$

Графік залежності  $f_1 = \psi \frac{r^*}{r}$  від  $\omega\tau_2$  приведений на рис. 2.6.



**Рис. 2.6.** Залежність  $f_1 = \psi \frac{r^*}{r}$  від кута  $\omega\tau_2$

Середнє значення струму навантаження на інтервалі  $t_1 - t_2$ :

$$I_d = \frac{1}{\tau_2} \int_{t=\tau_1}^{\tau_1+\tau_2} i_d(t) dt = \frac{1}{\tau_2} \int_{t=\tau_1}^{\tau_1+\tau_2} \frac{u(t) - U_d}{r} dt = \frac{U_2^* - U_d}{r}.$$

Еквівалентний струм навантаження визначається виразом:

$$\begin{aligned} I_d^* &= \frac{U_2^* - U_d}{r^*} = \frac{r}{r^*} \frac{U_2^* - U_d}{r} = \\ &= \frac{\omega\tau_2(\omega\tau_2 - \sin \omega\tau_2)\psi}{2(2 - 2\cos \omega\tau_2 - \omega\tau_2 \sin \omega\tau_2)} I_d. \end{aligned} \quad (2.51)$$

## 2. Розрахунок струмів та накопиченої енергії в сталому режимі

а) Інтервал 1 ( $t_0 - t_1$ ):

На інтервалі ( $t_0, t_0 + Y_1\tau_1$ ), де транзистор VT2 відкритий, вірні наступні співвідношення:

$$U_1^* = L \frac{di_k^*(t)}{dt},$$

$$i_{\kappa}^*(t) = i_{\kappa}^*(t_0) + \frac{U_1^*}{L}(t - t_0),$$

де  $t_0 \leq t \leq t_0 + Y_1 \tau_1$ .

В кінці інтервалу при  $t = t_0 + Y_1 \tau_1$  значення струму дроселя:

$$i_{\kappa}^*(t_0 + Y_1 \tau_1) = i_{\kappa}^*(t_0) + Y_1 \tau_1 \frac{U_1^*}{L}.$$

Накопичена в компенсаторі енергія визначається виразом:

$$W_1^* = \int_{t_0}^{t_0 + Y_1 \tau_1} U_1^* i_{\kappa}^*(t) dt = \frac{Y_1 \tau_1 U_1^*}{2L} (2L i_{\kappa}^*(t_0) + Y_1 \tau_1 U_1^*). \quad (2.52)$$

На інтервалі  $(t_0 + Y_1 \tau_1, t_1)$  транзистор VT2 закритий, відповідно:

$$U_1^* = L \frac{di_{\kappa}^*(t)}{dt} + U_c,$$

$$i_{\kappa}^*(t) = i_{\kappa}^*(t_0 + Y_1 \tau_1) + \frac{U_1^* - U_c}{L}(t - t_0 - Y_1 \tau_1),$$

де  $t_0 + Y_1 \tau_1 \leq t \leq t_1$ .

В кінці інтервалу при  $t = t_1$  значення струму дроселя:

$$i_{\kappa}^*(t_1) = i_{\kappa}^*(t_0 + Y_1 \tau_1) + \frac{U_1^* - U_c}{L}(1 - Y_1) \tau_1 =$$

$$= i_{\kappa}^*(t_0) + \frac{\tau_1}{L}(U_1^* + Y_1 U_c - U_c)$$

а накопичена енергія визначається виразом:

$$W_1^* = \int_{t_0 + Y_1 \tau_1}^{t_1} U_1^* i_{\kappa}^*(t) dt =$$

$$= \tau_1 (1 - Y_1) U_1^* (i_{\kappa}^*(t_0 + Y_1 \tau_1) + (1 - Y_1) \tau_1 \frac{U_1^* - U_c}{2L}),$$

$$W_1^* = \frac{\tau_1 (1 - Y_1) U_1^*}{2L} (2L i_{\kappa}^*(t_0) + \tau_1 U_1^* +$$

$$+ Y_1 \tau_1 U_1^* - \tau_1 U_c + Y_1 \tau_1 U_c). \quad (2.53)$$



З формул (2.52) та (2.53) знаходимо:

$$W_1^* + W_1^{*'} = \frac{\tau_1 U_1^*}{2L} (2L i_{\kappa}^*(t_0) + \tau_1 U_1^* - \tau_1 (1 - Y_1)^2 U_c). \quad (2.54)$$

б) Інтервал 2 ( $t_1 - t_2$ ):

На інтервалі ( $t_1, t_1 + Y_2 \tau_2$ ) транзистор VT1 відкритий, відповідно:

$$U_c = -L \frac{di_{\kappa}^*(t)}{dt} + U_2^*,$$

$$i_{\kappa}^*(t) = i_{\kappa}^*(t_1) + \frac{U_2^* - U_c}{L} (t - t_1), \quad t_1 \leq t \leq t_1 + Y_2 \tau_2.$$

В кінці інтервалу при  $t = t_1 + Y_2 \tau_2$  значення струму дроселя:

$$i_{\kappa}^*(t_1 + Y_2 \tau_2) = i_{\kappa}^*(t_1) + \frac{U_2^* - U_c}{L} Y_2 \tau_2.$$

Енергія, що віддається в мережу:

$$\begin{aligned} W_2^* &= \int_{t_1}^{t_1 + Y_2 \tau_2} U_2^* i_{\kappa}^*(t) dt = \\ &= \frac{Y_2 \tau_2 U_2^*}{2L} (2L i_{\kappa}^*(t_1) + Y_2 \tau_2 (U_2^* - U_c)). \end{aligned} \quad (2.55)$$

На інтервалі ( $t_1 + Y_2 \tau_2, t_2$ ) транзистор VT1 відкритий, відповідно:

$$U_2^* = L \frac{di_{\kappa}^*(t)}{dt},$$

$$i_{\kappa}^*(t) = i_{\kappa}^*(t_1 + Y_2 \tau_2) + \frac{U_2^*}{L} (t - t_1 - Y_2 \tau_2).$$

В кінці інтервалу при  $t = t_2$  значення струму дроселя:

$$i_{\kappa}^*(t_2) = i_{\kappa}^*(t_1 + Y_2 \tau_2) + \frac{U_2^*}{L} (1 - Y_2) \tau_2 = i_{\kappa}^*(t_1) + \frac{\tau_2}{L} (U_2^* - Y_2 U_c)$$

а енергія:

$$\begin{aligned} W_2^{*'} &= \int_{t_1 + Y_2 \tau_2}^{t_2} U_2^* i_{\kappa}^*(t) dt = \\ &= \frac{\tau_2 (1 - Y_2) U_2^*}{2L} (2L i_{\kappa}^*(t_1) + \tau_2 U_2^* + Y_2 \tau_2 U_2^* - 2Y_2 \tau_2 U_c). \end{aligned} \quad (2.56)$$

Таким чином з виразів (2.55) та (2.56) випливає:

$$W_2^* + W_2^{*'} = \frac{\tau_2 U_2^*}{2L} (2L i_{\kappa}^*(t_1) + \tau_2 (U_2^* - U_c) + \tau_2 (1 - Y_2)^2 U_c). \quad (2.57)$$

в) Інтервал 3 ( $t_2 - T_c/2$ ):

Аналогічно інтервалу 1, визначаємо значення струму дроселя в момент ( $t = T_c/2$ ):

$$i_{\kappa}^*\left(\frac{T_c}{2}\right) = i_{\kappa}^*(t_2) + \frac{\tau_3}{L} (U_3^* - Y_3 U_c - U_c).$$

Враховуючи, що  $\tau_3 = \tau_1$ ,  $Y_3 = Y_1$ ,  $U_3^* = U_1^*$ , отримуємо:

$$i_{\kappa}^*\left(\frac{T_c}{2}\right) = i_{\kappa}^*(t_0) + \frac{2\tau_1}{L} (U_1^* + Y_1 U_c - U_c) + \frac{\tau_2}{L} (U_2^* - Y_2 U_c).$$

Оскільки в сталому режимі  $i_{\kappa}^*\left(\frac{T_c}{2}\right) = -i_{\kappa}^*(t_0)$ , то:

$$i_{\kappa}^*(t_0) = -\frac{\tau_1}{L} (U_1^* + Y_1 U_c - U_c) - \frac{\tau_2}{2L} (U_2^* - Y_2 U_c), \quad (2.58)$$

$$i_{\kappa}^*(t_0) = -\frac{\tau_1}{L} (U_1^* + Y_1 U_c - U_c) - \frac{\tau_2}{2L} (U_2^* - Y_2 U_c), \quad (2.59)$$

$$i_{\kappa}^*(t_2) = \frac{\tau_2}{2L} (U_2^* - Y_2 U_c). \quad (2.60)$$

З виразів (2.54), (2.57)–(2.60) знаходимо:

$$W_1^* + W_1^{*'} = \frac{\tau_1 U_1^*}{2L} (-\tau_1 U_1^* + \tau_1 U_c - \tau_1 Y_1^2 U_c - \tau_2 U_2^* + \tau_2 Y_2 U_c), \quad (2.61)$$

$$W_2^* + W_2^{*'} = -\tau_2^2 Y_2 (1 - Y_2) \frac{U_2^* U_c}{2L} < 0. \quad (2.62)$$

Отримані формули дозволяють аналізувати ФКП по умовах балансу енергії і рівномірного розподілу енергії джерела, визначити коефіцієнти  $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $Y_3$  та враховувати вплив навантаження на роботу пристрою.

## 2.3. Послідовність розрахунку та алгоритм керування фільтро-компенсаційним перетворювачем

### 2.3.1. Аналіз процесів у фільтро-компенсаційному перетворювачі

1. Умови компенсації реактивної потужності і визначення коефіцієнтів заповнення імпульсів  $Y_1, Y_2$ .

Для забезпечення компенсації реактивної потужності необхідно виконання наступних умов [23]:

- умова балансу енергій:

$$2(W_1^* + W_1^{*'}) + W_2^* + W_2^{*'} = 0; \quad (2.63)$$

- умова рівномірного розподілу енергії, споживаної від джерела, на інтервалах:

$$W_1^* + W_1^{*'} = W_2^* + W_2^{*'} + W_d^*. \quad (2.64)$$

Із виразів (2.61)–(2.63) отримуємо:

$$Y_1^2 = \frac{\tau_2^2}{2\tau_1^2} \frac{U_2^*}{U_1^*} Y_2^2 + \left( \frac{\tau_2}{\tau_1} - \frac{\tau_2^2}{2\tau_1^2} \frac{U_2^*}{U_1^*} \right) Y_2 + 1 - \frac{U_1^*}{U_c} - \frac{\tau_2}{\tau_1} \frac{U_2^*}{U_c}.$$

З урахуванням (2.47), (2.48) виразів знаходимо:

$$Y_1^2 = \frac{\omega\tau_2}{\omega\tau_1} \frac{\cos\omega\tau_1}{(1 - \cos\omega\tau_1)} Y_2^2 + \frac{\omega\tau_2}{\omega\tau_1} \frac{1 - 2\cos\omega\tau_1}{1 - \cos\omega\tau_1} Y_2 + 1 - \frac{U_m}{\omega\tau_1} \frac{(1 + \cos\omega\tau_1)}{U_c},$$

тобто для балансу енергії коефіцієнти  $Y_1, Y_2$  повинні задовольнити умові:

$$Y_1^2 = \frac{\omega\tau_2 \sin \frac{\omega\tau_2}{2}}{(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2})(1 - \sin \frac{\omega\tau_2}{2})} Y_2^2 + \frac{\omega\tau_2(1 - 2\sin \frac{\omega\tau_2}{2})}{(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2})(1 - \sin \frac{\omega\tau_2}{2})} Y_2 +$$

$$+ 1 - \frac{U_m}{U_c} \frac{1 + \sin \frac{\omega\tau_2}{2}}{\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2}}. \quad (2.65)$$

Із виразів (2.63) і (2.64) слідує:

$$W_2^* + W_2^{*'} + \frac{2}{3} W_d^* = 0,$$

з врахуванням виразів (2.47), (2.62) знаходимо  $Y_2$ :

$$Y_2(1 - Y_2) = \frac{4LI_d^*}{3\tau_2 U_c}. \quad (2.66)$$

*2. Вплив параметрів навантаження і напруги на конденсаторі на роботу ФКП:*

Умова (2.65) виконується тільки якщо крива  $Y_1^2(Y_2)$  проходить через область  $(0 < Y_1^2 < 1, 0 < Y_2 < 1)$ . Сімейство кривих  $Y_1^2(Y_2)$  при різних значеннях  $\frac{U_c}{U_m}$  і  $\omega\tau_2$  приведено на рис. 2.7. Звідти видно, що

при малих значеннях кута  $\omega\tau_2$  звужується межа зміни коефіцієнта  $Y_1$ , що погіршує можливість вибору оптимальної робочої точки. При низьких значеннях напруги  $U_c$  сімейство кривих  $Y_1^2(Y_2)$  опускається нижче осі абсцис ( $Y_2 = 0$ ) і умова балансу не забезпечується. Тому для регулювання діапазону коефіцієнтів  $Y_1, Y_2$  в широких межах необхідно стабілізувати напругу на ємнісному накопичувачі  $U_c$  на деякому певному рівні, значення якого визначимо пізніше.

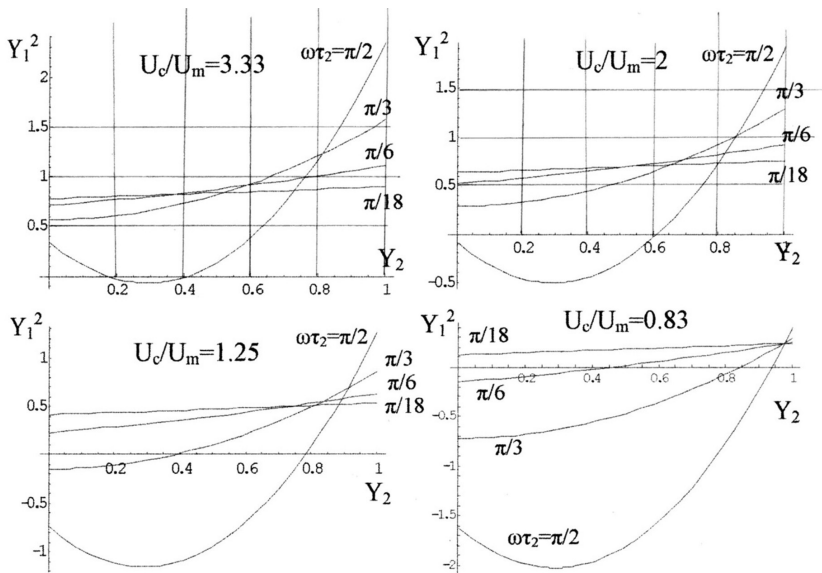


Рис. 2.7

Введемо позначення  $\lambda$ , яке залежить від струму  $i$ , відповідно, від потужності навантаження:

$$\lambda = \psi \frac{\omega L I_d}{U_m}. \quad (2.67)$$

Із виразів (2.51), (2.66) і (2.67) знаходимо:

$$\lambda = \frac{3(2 - 2 \cos \omega \tau_2 - \omega \tau_2 \sin \omega \tau_2)}{2(\omega \tau_2 - \sin \omega \tau_2)} \frac{U_c}{U_m} Y_2 (1 - Y_2). \quad (2.68)$$

З виразів (2.65) і (2.68) отримуємо графіки залежності  $Y_1^2$  і  $Y_2$  від  $\lambda$  при різних значеннях  $\omega \tau_2$  і  $\frac{U_c}{U_m}$  (рис. 2.8). Аналізуючи отримані

графіки, знаходимо, що при заданому куті  $\omega \tau_2$ , необхідно вибрати напругу  $U_c$  для отримання максимальної межі зміни  $\lambda$  (тобто межі зміни струму навантаження  $I_d$ ), при цьому індуктивність  $L$ , яка визначається за формулою (2.67), буде мінімальною. При зменшенні кута  $\omega \tau_2$ , а також при зниженні напруги  $U_c$ , зменшується максимальне значення  $\lambda$ . Тому в даному випадку, для забезпечення за-

даного струму навантаження, необхідно збільшити індуктивність дроселя  $L$ .

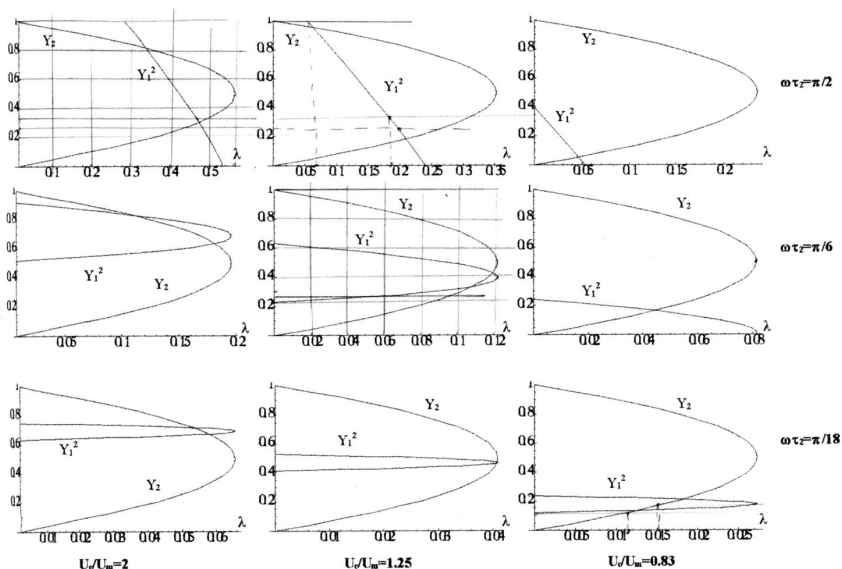


Рис. 2.8

3. Залежність коефіцієнтів  $Y_1$ ,  $Y_2$  від співвідношення  $\frac{U_c}{U_m}$ .  
З виразу (2.68) знаходимо:

$$Y_2(1 - Y_2) = \lambda \frac{2(\omega\tau_2 - \sin \omega\tau_2)}{3(2 - 2\cos \omega\tau_2 - \omega\tau_2 \sin \omega\tau_2)} \frac{U_m}{U_c} \quad (2.69)$$

На основі виразів (2.65) і (2.69) побудується графік залежності  $Y_1^2$ ,  $Y_2$  від відношення  $\frac{U_c}{U_m}$  для конкретного значення  $\lambda$ ,  $\omega\tau_2$  (рис. 2.9),

за яким визначається робоча точка  $Y_1^2(\frac{U_c}{U_m})$ ,  $Y_2(\frac{U_c}{U_m})$ .

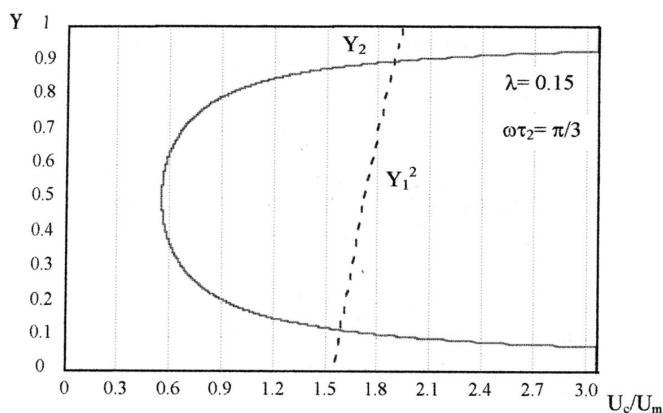


Рис. 2.9

#### 4. Визначення коефіцієнта $\psi$

Коефіцієнт  $\psi$  визначаємо з умови переходу до середніх значень напруг і струмів, що задовольняють рівностям  $W_i^* + W_i^{*'} = \psi(W_i + W_i')$  ( $i = 1 \div 3$ ). Оскільки для першого і другого інтервалу енергії пов'язані між собою умовами балансу (2.41), (2.63), то для визначення коефіцієнта  $\psi$  достатньо виконання умови:

$$\psi(W_2 + W_2') = W_2^* + W_2^{*'} \quad (2.70)$$

З виразів (2.37) і (2.40) знаходимо  $\xi_1 = \xi_3$ , звідти з врахуванням (2.30), (2.48), (2.62), (2.70) отримуємо:

$$f(\psi) = F, \quad (2.71)$$

$$\text{де } f(\psi) = \psi \sum_{k=N_1}^{N_2-1} (\sin(k\omega T + \omega\gamma_2(k)T) - \sin k\omega T),$$

$$F = \omega\tau_2 \cos \omega\tau_1 Y_2 (1 - Y_2).$$

Коефіцієнт  $\psi$  визначається за допомогою виразів (2.39) і (2.71), а похибка розрахунку при переході до середніх значень струмів і напруг визначається виразом:

$$\Delta\% = \left| \frac{W_2^* + W_2^{*'} - \psi(W_2 + W_2')}{\psi(W_2 + W_2')} \right| \cdot 100\%.$$

### 2.3.2. Послідовність розрахунку фільтро-компенсаційного перетворювача

Початковими умовами при розрахунку ФКП будемо вважати наступні:

- амплітуда і частота напруги мережі  $U_m, f_c$ ;
- номінальний і максимальний струм навантаження  $I_d, I_{dmax}$ ;
- кут  $\omega\tau_2$ , протягом якого струм навантаження  $i_d(t)$  відрізняється від нуля;
- робоча частота  $f$ .

Знаходження шуканих параметрів робимо в наступній послідовності:

1. Визначення середніх напруг  $U_1^*, U_2^*$  (формули (2.47), (2.48)).
2. Попереднє визначення еквівалентного струму навантаження  $I_d^*$  (формула (2.51)).
3. Визначення кількості періодів  $N_1, N_2, N_3$

$$N_1 = \left\lceil \frac{\omega\tau_1}{\omega T} \right\rceil, N_2 = \left\lceil \frac{\omega\tau_1 + \omega\tau_2}{\omega T} \right\rceil, N_3 = \left\lceil \frac{\omega T_c / 2}{\omega T} \right\rceil.$$

4. Вибір межі зміни  $\frac{U_c}{U_m}$ .

Для цього значення  $\frac{U_c}{U_m}$ , коефіцієнт  $Y_1$  повинен знаходитися в

межі  $0 \leq Y_1^2(\lambda) \leq 1$  у всьому діапазоні зміни струму навантаження  $0 \leq I_d \leq I_{dmax}$ . Дана умова забезпечується, якщо  $0 < Y_1^2(\lambda) < 1$  при  $\lambda = 0$  (рис. 2.6). З виразів (2.65), (2.68) визначаємо при  $\lambda = 0$ :

$$\min \{Y_1^2\} = 1 - \frac{U_m}{U_c} \frac{1 + \sin \frac{\omega\tau_2}{2}}{\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2}},$$

$$\max \{Y_1^2\} = 1 - \frac{U_m}{U_c} \frac{1 + \sin \frac{\omega\tau_2}{2}}{\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2}} + \frac{\omega\tau_2}{\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2}\right)}.$$

Коефіцієнт  $Y_1$  буде знаходитися в межі  $(0 \div 1)$  за умови:



$\min \{Y_1^2\} \geq 0$  або  $\max \{Y_1^2\} \leq 1$ , тобто:

$$\frac{1 + \sin \frac{\omega\tau_2}{2}}{\frac{\pi}{2} + \frac{\omega\tau_2}{2}} \leq \frac{U_c}{U_m} \leq \frac{1 + \sin \frac{\omega\tau_2}{2}}{\omega\tau_2} \quad (2.72)$$

Таким чином, робоча точка  $\frac{U_c}{U_m}(\omega\tau_2)$  повинна знаходитися в заштрихованій області рис. 2.10.

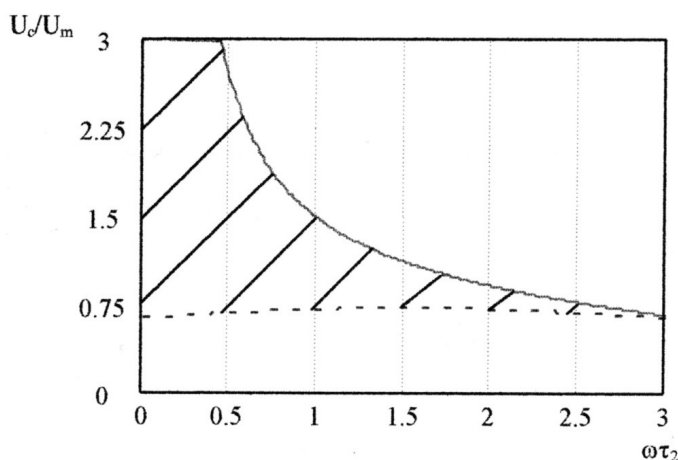


Рис. 2.10

#### 5. Визначення величини $\lambda$ і напруги $U_c$

Величина  $\lambda$  визначається з умови  $0 \leq Y_2 \leq 1$ . З виразу (2.68) знаходимо, що при  $0 \leq Y_2 \leq 1$ :

$$\lambda \leq \frac{3(2 - 2\cos\omega\tau_2 - \omega\tau_2 \sin\omega\tau_2)}{8(\omega\tau_2 - \sin\omega\tau_2)} \frac{U_c}{U_m} \quad (2.73)$$

Таким чином, в діапазоні зміни  $\frac{U_c}{U_m}$  (формула (2.72)), слід вибрати напругу  $U_c$  так, щоб величина  $\lambda$  була максимальною.

6. Попереднє визначення індуктивності дроселя  $L$

Оскільки при зміні струму  $I_d$ , в межі  $0 \div I_{d\max}$  величина  $\lambda$  змінюється в межах  $\lambda_{\min} = 0 \leq \lambda \leq \lambda_{\max} = \psi \frac{\omega L I_{d\max}}{U_m}$  (див. формулу (2.67)), то дросель  $L$  визначається виразом:

$$L = \frac{U_m \lambda_{\max}}{\psi \omega I_{d\max}}. \quad (2.74)$$

7. Попереднє визначення ємності конденсатора  $C$

З виразів (2.62), (2.66) знаходимо:

$$W_2^* + W_2^{*'} = -\frac{2U_2^* I_d^* \tau_2}{3}.$$

Оскільки за період роботи в компенсаторі може накопичитися енергія, рівна  $W_1^* + W_1^{*'} = -\frac{W_2^* + W_2^{*'}}{2}$ , то ємність конденсатора визначається з умови:

$$\frac{1}{2} C U_c^2 \geq -\frac{W_2^* + W_2^{*'}}{2} = \frac{U_2^* I_d^* \tau_2}{3}, \text{ тобто}$$

$$C \geq \frac{2U_2^* I_d^* \tau_2}{3U_c^2}. \quad (2.75)$$

8. Визначення коефіцієнтів заповнення імпульсів  $Y_1$ ,  $Y_2$  проводиться за формулами (2.65), (2.69).

9. Амплітуда вхідного струму визначається за формулою (2.41).

10. Визначення величин  $\sigma_1$ ,  $\sigma_2$ ,  $\sigma_3$

$$\sigma_1 = \frac{L I_m}{T},$$

$$\sigma_2 = \frac{U_m}{\omega T},$$

$$\sigma_3 = -\sigma_1 + \frac{L I_d}{T} \frac{\omega \tau_2}{2 \cos \omega \tau_1 - \omega \tau_2 \sin \omega \tau_1}.$$

11. Визначення величин  $L$ ,  $C$  і коефіцієнта  $\psi$  проводиться за формулами (2.39), (2.71), (2.74), (2.75).

12. Для визначення коефіцієнтів  $\gamma_1(n)$ ,  $\gamma_2(n)$ ,  $\gamma_3(n)$  використовуються формули (2.37), (2.39), (2.40).

### 2.3.3. Аналіз функцій керування фільтро-компенсаційним перетворювачем

Функції контролю при одночасному ФКП для інтервалів  $t_0-t_1$ ,  $t_1-t_2$ ,  $t_2-T_c/2$  описуються відповідно виразами (2.37), (2.39), (2.40). З огляду на те, що напруга на конденсаторі не постійна, функції управління для півперіода мережевої напруги  $t_0-T_c/2$  можна переписати таким чином:

- при  $0 \leq n \leq N_1 - 1$  або  $N_2 \leq n \leq N_3 - 1$ :

$$\gamma_1(n) = \gamma_3(n) = (\sigma_1 \cos \omega T - \sigma_2 \sin \omega T) \frac{\sin \omega n T}{u_c(n)} + (\sigma_1 \sin \omega T + \sigma_2 (\cos \omega T - 1)) \frac{\cos \omega n T}{u_c(n)} - \frac{L}{T} \frac{i(n)}{u_c(n)} + 1; \quad (2.76)$$

- при  $N_1 \leq n \leq N_2 - 1$ :

$$\gamma_2(n) = (\sigma_2 \sin \omega T + \sigma_3 (\cos \omega T - 1) - \sigma_1) \frac{\sin \omega n T}{u_c(n)} + (\sigma_2 (1 - \cos \omega T) + \sigma_3 \sin \omega T) \frac{\cos \omega n T}{u_c(n)} + \frac{L}{T} \frac{i(n)}{u_c(n)}, \quad (2.77)$$

де  $n = \left\lfloor \frac{t}{T} \right\rfloor$  (ціла частина відношення  $\frac{t}{T}$ ) — номер робочого періоду;  $u_c(n)$ ,  $i(n)$  — відповідно напруга на конденсаторі і вхідний результуючий струм в момент часу  $t = nT$ ;  $\sigma_1 = \frac{LI_m}{T}$ ,  $\sigma_2 = \frac{U_m}{\omega T}$ ,  $\sigma_3 = -\sigma_1 +$

$$+ \frac{LI_d}{T} \frac{\omega \tau_2}{2 \cos \omega \tau_1 - \omega \tau_2 \sin \omega \tau_1}, \quad 0 \leq \gamma_i(n) \leq 1 \text{ для } i = 1 \div 3.$$

Представимо напругу на конденсаторі  $u_c(n)$  для  $n$ -го періоду у вигляді суми постійної величини  $U_c$  і її приросту  $\Delta u_c(n)$ :

$$u_c(n) = U_c + \Delta u_c(n), \quad (2.78)$$

а вхідний струм  $i(n)$  — сумою синусоїдального струму і його приросту  $\Delta i(n)$ :

$$i(n) = I_m \sin \omega n T + \Delta i(n). \quad (2.79)$$

Тоді функції керування можна виразити аналогічним чином:

$$\gamma_i(n) = Y_i(n) + \Delta \gamma_i(n), \quad (2.80)$$

де  $Y_i(n)$  — значення функції  $\gamma_i(n)$  в точці  $U_c, I_m \sin \omega n T$ ;  $\Delta \gamma_i(n)$  — повний приріст функції  $\gamma_i(n)$  при наявності  $\Delta u_c(n), \Delta i(n)$ .

Величини  $Y_i(n)$  і  $\Delta \gamma_i(n)$  визначаються виразами:

- при  $0 \leq n \leq N_1 - 1$  або  $N_2 \leq n \leq N_3 - 1$ :

$$\begin{aligned} Y_1(n) = Y_3(n) &= (\sigma_1 \cos \omega T - \sigma_2 \sin \omega T) \frac{\sin \omega n T}{U_c} + \\ &+ (\sigma_1 \sin \omega T + \sigma_2 (\cos \omega T - 1)) \frac{\cos \omega n T}{U_c} - \frac{L}{T} \frac{I_m \sin \omega n T}{U_c} + 1, \end{aligned} \quad (2.81)$$

$$\begin{aligned} \Delta \gamma_1(n) = \Delta \gamma_3(n) &= \frac{\partial \gamma_1(n)}{\partial u_c(n)} \Delta u_c(n) + \frac{\partial \gamma_1(n)}{\partial i(n)} \Delta i(n) = \\ &= -((\sigma_1 \cos \omega T - \sigma_2 \sin \omega T - \frac{L}{T} I_m) \sin \omega n T + \\ &+ (\sigma_1 \sin \omega T + \sigma_2 (\cos \omega T - 1)) \cos \omega n T) \frac{\Delta u_c(n)}{U_c^2} - \frac{L}{T} \frac{\Delta i(n)}{U_c}; \end{aligned} \quad (2.82)$$

- при  $N_1 \leq n \leq N_2 - 1$ :

$$\begin{aligned} Y_2(n) &= (\sigma_2 \sin \omega T + \sigma_3 (\cos \omega T - 1) - \sigma_1) \frac{\sin \omega n T}{U_c} + \\ &+ (\sigma_2 (1 - \cos \omega T) + \sigma_3 \sin \omega T) \frac{\cos \omega n T}{U_c} + \frac{L}{T} \frac{I_m \sin \omega n T}{U_c}, \end{aligned} \quad (2.83)$$

$$\begin{aligned} \Delta\gamma_2(n) &= \frac{\partial\gamma_2(n)}{\partial u_c(n)} \Delta u_c(n) + \frac{\partial\gamma_2(n)}{\partial i(n)} \Delta i(n) = \\ &= -((\sigma_2 \sin \omega T + \sigma_3 (\cos \omega T - 1) - \sigma_1 + \frac{L}{T} I_m) \sin \omega n T + \\ &+ (\sigma_2 (1 - \cos \omega T) + \sigma_3 \sin \omega T) \cos \omega n T) \frac{\Delta u_c(n)}{U_c^2} + \frac{L}{T} \frac{\Delta i(n)}{U_c}. \end{aligned} \quad (2.84)$$

З виразів (2.78)–(2.84) видно, що необхідно визначити функції  $Y_i(n)$  і величину повного приросту  $\Delta\gamma_i(n)$ . Повний приріст  $\Delta\gamma_i(n)$  залежить від приросту напруги на конденсаторі  $\Delta u_c(n) = u_c(n) - U_c$  і приросту вхідного струму  $\Delta i(n) = i(n) - I_m \sin \omega n T$ . Для визначення  $\Delta\gamma_i(n)$  необхідно реалізувати систему управління з двома контурами зворотного зв'язку: по напрузі  $u_c(n)$  і по струму  $i(n)$ , за допомогою яких стабілізується напруга на конденсаторі на рівні  $U_c$  і забезпечується синусоїдальна форма вхідного струму з амплітудою  $I_m$ .

# Розділ 3

## ПОБУДОВА СИСТЕМИ ГАРАНТОВАНОГО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ НА БАЗІ ФІЛЬТРО-КОМПЕНСАЦІЙНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

---

### 3.1. Розрахунок системи з зарядом акумулятору постійним струмом

Система заряду-розряду формує постійний струм величиною  $I_a$ . На півперіоді напруги мережі напруга на акумуляторі  $U_a$  змінюється слабо по відношенню до її середнього значення, тому енергія  $W_a$ , що споживається акумулятором за півперіод напруги мережі, може бути знайдена з виразу:

$$W_a = U_a I_a T_c / 2. \quad (3.1)$$

Розрахункові формули (3.1) та (2.1)–(2.33) дозволяють аналізувати процеси в ФКП по двох умовах: 1) балансу енергії ФКП; 2) рівномірного розподілу енергії джерела, а також оцінювати вплив навантаження на роботу системи «Джерело–навантаження–ФКП».

#### 3.1.1. Визначення амплітуди вхідного струму $I_m$

При зміні навантаження змінюється струм  $I_d(t)$  та відповідно вхідний струм  $i(t)$ .

Вираз для балансу енергій, з урахуванням енергії, що витрачається на заряд акумулятора, записується наступним чином:

$$2(W_1 + W'_1) + W_2 + W'_2 - W_a = 0 \quad (3.2)$$

З урахуванням виразів (2.27), (2.30), (2.33) та (3.1) знаходимо:

$$I_m = \frac{\omega\tau_2(\omega\tau_2 - \sin 2\omega\tau_2)}{\pi(2\cos\omega\tau_1 - \omega\tau_2\sin\omega\tau_1)} I_d + \frac{2U_a I_a}{U_m}. \quad (3.3)$$

Таким чином, амплітудне значення вхідного струму  $I_m$  визначається виразом (3.3) через такі параметри, як: 1) кругова частота мережі  $\omega$ ; 2) середнє значення струму навантаження  $I_d$ ; 3) тривалості інтервалів накопичення енергії в конденсаторі та акумуляторі  $\tau_1$  та енергії, що надходить до навантаження з одночасним накопиченням енергії в акумуляторі  $\tau_2$ ; 4) напруга на акумуляторі  $U_a$ ; 5) струм заряду акумулятора  $I_a$ ; 6) амплітудне значення напруги мережі  $U_m$ .

### 3.1.2. Знаходження напруги на конденсаторі $U_c$ та значення індуктивності $L$ з умов балансу енергії ФКП та рівномірного розподілу енергії джерела

Підставивши (2.27), (2.30) та (3.1) в (3.2), отримуємо наступний вираз для балансу енергій:

$$\begin{aligned} & \sum_{k=0}^{N_1-1} (\sin(k\omega T + \omega\gamma_1(k)T) - \sin(k+1)\omega T) + \\ & + \sum_{k=N_1}^{N_2-1} (\sin k\omega T - \sin(k\omega T + \omega\gamma_2(k)T)) + \\ & + \sum_{k=N_2}^{N_3-1} (\sin(k\omega T + \omega\gamma_3(k)T) - \sin(k+1)\omega T) - \frac{\pi\omega L U_a I_a}{U_m U_c} = 0. \quad (3.4) \end{aligned}$$

Для забезпечення рівномірного розподілу енергії джерела, необхідно виконання умови:  $W_1 + W'_1 = W_2 + W'_2 + W_d + W_a = 0$ , де  $W_d$  — енергія, що споживає навантаження за інтервал часу  $t_1 - t_2$  [49]. Умова рівномірного розподілу енергії джерела, з урахуванням (2.27), (2.30), (2.33) та (2.45) набуде вигляд:

$$\begin{aligned} & \frac{U_m}{4\omega^2} (\cos 2\omega\tau_1 - 1) + \frac{U_c}{\omega} \tau_1 + \frac{\tau_2 I_d (\omega\tau_2 - \omega\tau_1) L}{4 \cos \omega\tau_1 - 2\omega\tau_2 \sin \omega\tau_1} + \\ & + (-\xi_1 + \xi_2 - \xi_3 - 3\xi_1 \cos \omega\tau_1 - \xi_2 \cos \omega\tau_1 + 3\xi_3 \cos \omega\tau_1) \frac{U_c}{2\omega} T + \\ & + \frac{U_c}{\omega^2} \sum_{k=0}^{N_1-1} (\sin(k\omega T + \omega\gamma_1(k)T) - \sin(k+1)\omega T) - \\ & - \frac{U_c}{\omega^2} \sum_{k=N_1}^{N_2-1} (\sin k\omega T - \sin(k\omega T + \omega\gamma_2(k)T)) - \frac{U_a I_a L T_c}{2U_m} = 0. \quad (3.5) \end{aligned}$$

Функції зміни коефіцієнтів заповнення імпульсів  $\gamma_1(n)$ ,  $\gamma_2(n)$  та  $\gamma_3(n)$  (2.37), (2.39), (2.40) залежать від величин вхідного струму та тривалості інтервалів  $\tau_1$  і  $\tau_2$ , які, в свою чергу, залежать від величини енергії  $W_a$ , що споживає акумулятор за півперіод напруги мережі. Для визначення напруги на конденсаторі  $U_c$ , ємності конденсатора  $C$  та індуктивності  $L$  необхідно вирішити систему рівнянь (2.37), (2.39), (2.40), (3.4), (3.5). Система рівнянь є трансцендентною, а оскільки аналітичний розрахунок досить громіздкий, то для спрощення розрахункових виразів перейдемо до середніх значень струмів та напруг.

### 3.1.3. Розрахунок за середніми значеннями струмів та напруг

Отримання виразів для обчислення енергії  $W_1^* + W_1^{*'}$  та енергії  $W_2^* + W_2^{*'}$  через середні значення напруг та струмів на відповідних інтервалах роботи наведене в розділі 2.

Для забезпечення компенсації реактивної енергії та заряду акумулятору постійним струмом необхідне виконання умови балансу енергій:

$$2(W_1^* + W_1^{*'}) + W_2^* + W_2^{*'} - W_a = 0, \quad (3.6)$$

що відповідає виразу (3.2), записаному для визначення енергій за миттєвим значенням.

Також, як і у випадку розрахунку за миттєвим значенням, необхідне виконання умови рівномірного розподілу енергії, що споживається з джерела:

$$W_1^* + W_1^{*'} = W_2^* + W_2^{*'} + W_a^* + W_a. \quad (3.7)$$

З врахуванням виразів (2.61), (2.62) та (3.6), (3.7)  $Y_1$  знаходиться з наступного рівняння:

$$Y_1^2 = \frac{\tau_2^2 U_2^*}{2\tau_1^2 U_1^*} Y_2^2 + \left( \frac{\tau_2}{\tau_1} - \frac{\tau_2^2 U_2^*}{2\tau_1^2 U_1^*} \right) Y_2 + 1 - \frac{U_1^*}{U_c} - \frac{\tau_2 U_2^*}{\tau_1 U_c} + \frac{U_a I_a T_c L}{\tau_1^2 U_1^* U_c}.$$

Враховуючи вирази (2.47), (2.48), отримаємо вираз для визначення середнього значення  $Y_1$ :



$$Y_1^2 = \frac{\omega\tau_2 \cos \omega\tau_1}{\omega\tau_1(1 - \cos \omega\tau_1)} Y_2^2 + \frac{\omega\tau_2(1 - 2 \cos \omega\tau_1)}{\omega\tau_1(1 - \cos \omega\tau_1)} Y_2 + 1 - \frac{U_m(1 + \cos \omega\tau_1)}{U_c \omega\tau_1} + \frac{U_a I_a T_c \omega L}{\tau_1 U_m U_c (1 - \cos \omega\tau_1)},$$

з якого видно, що  $Y_1$  та  $Y_2$  пов'язані квадратичною залежністю та залежать від кутів  $\omega\tau_1$  та  $\omega\tau_2$ .

Таким чином, вираз для визначення коефіцієнтів  $Y_1$  та  $Y_2$  матиме вигляд:

$$Y_1^2 = \frac{\omega\tau_2 \sin \frac{\omega\tau_2}{2}}{\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2}\right)(1 - \sin \frac{\omega\tau_2}{2})} Y_2^2 + \frac{\omega\tau_2(1 - 2 \sin \frac{\omega\tau_2}{2})}{\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2}\right)(1 - \sin \frac{\omega\tau_2}{2})} Y_2 + 1 - \frac{U_m(1 + \sin \frac{\omega\tau_2}{2})}{U_c \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2}\right)} + \frac{U_a I_a T_c \omega^2 L}{\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2}\right) U_m U_c (1 - \sin \frac{\omega\tau_2}{2})}. \quad (3.8)$$

З рівнянь (3.6) та (3.7) випливає:

$$W_2^* + W_2^{*i} + \frac{2}{3} W_d^* + \frac{1}{3} W_a = 0.$$

Враховуючи вирази (2.49) та (2.62), знаходимо, що для визначення коефіцієнта  $Y_2$  необхідно вирішити наступне квадратне рівняння:

$$Y_2(1 - Y_2) = \frac{4LI_d^*}{3\tau_2 U_c} + \frac{LU_a I_a T_c}{3\tau_2^2 U_2^* U_c}. \quad (3.9)$$

Для забезпечення умов працездатності системи необхідно, щоб  $Y_1^2$  знаходилася в межах  $0 < Y_1^2 < 1$ , а  $Y_2 - 0 < Y_2 < 1$ . На рис. 3.1 наведені залежності квадрату середнього коефіцієнта заповнення імпульсів  $Y_1$  від  $Y_2$  при деяких значеннях напруги конденсатора  $U_c$ . Графіки показують, що при низьких значеннях  $U_c$  криві коефіцієнтів заповнення імпульсів виходять за допустиму область, тому напругу конденсатора необхідно стабілізувати на деякому рівні.

В подібних системах компенсації для забезпечення стабільної роботи існує спеціальний канал стабілізації напруги конденсатора,

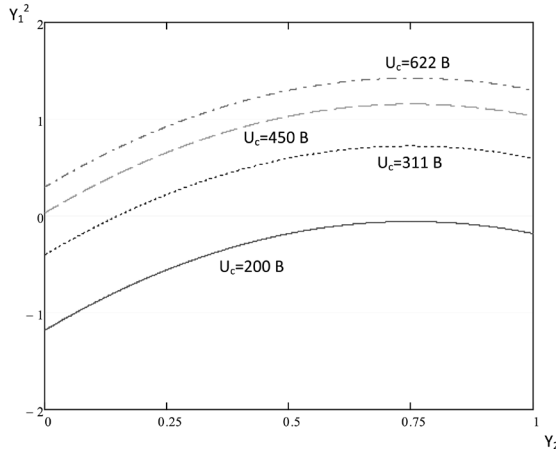
за допомогою якого система керування обирає таку ширину імпульсу, щоб напруга на ємнісному накопичувачі була близька до розрахованого оптимального значення.

Для подальших розрахунків зручно використовувати змінну  $\lambda_1$ , що залежить від струму, а отже, і від потужності навантаження:

$$\lambda_1 = \psi \frac{\omega L I_d}{U_m}. \quad (3.10)$$

Також вводиться змінна  $\lambda_2$ , що залежить від потужності системи заряду акумулятора:

$$\lambda_2 = \frac{\omega L U_a I_a}{U_m U_c}. \quad (3.11)$$



**Рис. 3.1.** Залежності квадрату середнього коефіцієнта заповнення імпульсів  $Y_1$  від  $Y_2$  при деяких значеннях напруги конденсатора  $U_c$

Враховуючи вирази (2.51), (3.9)–(3.11), отримуємо рівняння, що пов'язує потужність навантаження з потужністю системи заряду акумулятора:

$$\begin{aligned} \lambda_1 = & \frac{3(2 - 2\cos\omega\tau_2 - \omega\tau_2\sin\omega\tau_2)}{2(\omega\tau_2 - \sin\omega\tau_2)} \cdot \frac{U_c}{U_m} Y_2(1 - Y_2) - \\ & - \frac{T_c(2 - 2\cos\omega\tau_2 - \omega\tau_2\sin\omega\tau_2)}{4\tau_2\sin\frac{\omega\tau_2}{2}(\omega\tau_2 - \sin\omega\tau_2)} \cdot \frac{U_c}{U_m} \lambda_2. \end{aligned} \quad (3.12)$$

При різних значеннях напруги конденсатора  $U_c$ , кута  $\omega\tau_2$  та індуктивності  $L$ , необхідно отримати максимальні границі зміни  $\lambda_1$ , а отже, і потужності навантаження. Змінна  $\lambda_2$  може бути як більшою, так і меншою  $\lambda_1$ , якщо потужність системи заряду акумулятора більша або менша від потужності навантаження відповідно.

Коефіцієнт  $\psi$  визначається з умови переходу до середніх значень напруг та струмів. Тому для знаходження значення цього коефіцієнта необхідне виконання умови:

$$\psi(W_2 + W_2') = W_2^* + W_2^{*'} \quad (3.13)$$

З виразів (2.37) та (2.40) випливає, що  $\xi_1 = \xi_3$ . Звідси, враховуючи вирази (2.30), (2.62), (2.48) та (3.13), отримуємо рівність:

$$f(\psi) = F, \quad (3.14)$$

$$\text{де } f(\psi) = \psi \sum_{k=N_1}^{N_2-1} (\sin(k\omega T + \omega\gamma_2(k)T) - \sin k\omega T),$$

$$F = \omega\tau_2 \cos \omega\tau_1 Y_2 (1 - Y_2).$$

Коефіцієнт  $\psi$  визначається з виразів (2.39) та (3.14).

Таким чином, за значеннями  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$ ,  $Y_1$ ,  $Y_2$  та  $\psi$  розраховуються параметри  $U_c$ ,  $C$ ,  $L$  та визначається вплив струму заряду акумулятора на роботу системи керування і розрахунок основних параметрів системи. З наведених вище параметрів, важливе значення має розрахунок величини  $U_c$ , оскільки мікропроцесор (МП) виконує цю функцію кожен півперіод напруги мережі для подальшої стабілізації напруги конденсатора, тому доцільним є спрощення виразу для зменшення арифметичних операцій, що повинен виконати МП.

### 3.1.4. Етапи розрахунку пристрою з системою заряду акумулятора

Алгоритм розрахунку основних параметрів фільтро-компенсаційного пристрою з системою заряду акумулятора побудований на основі використання залежностей, отриманих з різницьових рівнянь та з використанням методу середніх значень напруг та струмів, наведених у розділі 2 та параграфах 3.1.1–3.1.3. На першому етапі розрахунок задаються вхідні дані, до яких відносяться:

- 1) амплітуда напруги мережі  $U_m$ ,

- 2) частота напруги мережі  $f_c$ ,
- 3) середнє значення струму навантаження  $I_a$ ,
- 4) величина струму заряду акумулятора  $I_a$ ,
- 5) робоча частота ФКП  $f$ .

Подальша послідовність розрахунку компенсатора в системі безперебійного живлення має наступні етапи:

**Етап 1.** Визначення амплітуди вхідного струму  $I_m$  з виразу (3.3), за умови, що тривалість інтервалу  $t_1' - t_1$  близька до нуля. Таке припущення в деяких випадках може призвести до серйозних неточностей, тому має сенс провести більш точний розрахунок. Якщо ця послідовність розрахунку використовується в мікропроцесорній системі керування для визначення амплітудного значення вхідного струму, мікропроцесорна система керування повинна вирахувати енергію, що споживає навантаження за півперіод напруги мережі:

$$W_d = \sum_{n=N_1'}^{N_3'} i(n) \cdot T \cdot u(n) \cdot T. \quad (3.15)$$

Для подальшого розрахунку необхідно обчислити енергію, що споживається з мережі за півперіод, за наступною формулою:

$$W_{ex} = \int_0^{T_c/2} U_m I_m \sin^2 \omega t dt.$$

Звідси:

$$W_{ex} = \frac{\pi U_m I_m}{2\omega}. \quad (3.16)$$

Для забезпечення одночасної компенсації реактивної енергії та заряду акумулятора необхідне виконання умови:

$$W_{ex} = W_d + W_a. \quad (3.17)$$

Враховуючи вирази (3.15) та (3.16),  $I_m$  дорівнює:

$$I_m = \frac{4f_c}{U_m} \sum_{n=N_1'}^{N_3'} i(n) \cdot T \cdot u(n) \cdot T + \frac{2U_a I_a}{U_m}. \quad (3.18)$$

Таким чином, на етапі 1 розраховане амплітудне значення струму  $i(t)$ .

**Етап 2.** Визначення інтервалів  $\tau_1$  та  $\tau_2$  з перетину кривих  $i(t)$  та  $i_d(t)$  (див. рис. 1.30).

**Етап 3.** Визначення середніх значень напруг  $U_1^*$  та  $U_2^*$  з виразів (2.47) та (2.48).

**Етап 4.** Визначення кількості періодів  $N_1$ ,  $N_1'$ ,  $N_2$ ,  $N_3$  та  $N_3'$  з наступних виразів:

$$N_1 = \frac{\omega\tau_1}{\omega T}, N_1' = \frac{\omega\tau_1'}{\omega T}, N_2 = \frac{\omega\tau_1 + \omega\tau_2}{\omega T},$$

$$N_3 = \frac{T_c / 2}{\omega T}, N_3' = \frac{\omega\tau_1' + \omega\tau_3'}{\omega T}.$$

**Етап 5.** Визначається середній струм  $I_d^*$  з виразу (2.51).

**Етап 6.** Визначається коефіцієнт  $\psi$  з виразів (2.39) та (3.14).

**Етап 7.** Визначається напруга на накопичувальному конденсаторі  $U_c$ . Для проведення розрахунку слід врахувати, що для коефіцієнту  $Y_1$  повинна виконуватися умова  $0 \leq Y_1^2(\lambda) \leq 1$  на всьому діапазоні зміни струму навантаження. Таким чином, дана умова повинна виконуватися при  $\lambda_1 = 0$  та відповідно  $\lambda_2 = 0$ . Враховуючи вирази (3.8) та (3.12) знаходимо:

$$\min\{Y_1^2\} = 1 - \frac{U_m (1 + \sin \frac{\omega\tau_2}{2})}{U_c \left( \frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2} \right)},$$

$$\max\{Y_1^2\} = 1 - \frac{U_m (1 + \sin \frac{\omega\tau_2}{2})}{U_c \left( \frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2} \right)} + \frac{\omega\tau_2}{\left( \frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2} \right)}.$$

Враховуючи, що  $\min\{Y_1^2\} \geq 0$ ,  $\max\{Y_1^2\} \leq 0$ , величина напруги на конденсаторі має такі межі:

$$\frac{U_m \left( 1 + \sin \frac{\omega\tau_2}{2} \right)}{\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2}} \leq U_c \leq \frac{U_m \left( 1 + \sin \frac{\omega\tau_2}{2} \right)}{\omega\tau_2}. \quad (3.19)$$

Коефіцієнт  $Y_2$  має знаходитися в межах  $0 \leq Y_2 \leq 1$ , тому з виразу (3.12) випливає:

$$\lambda_1 = \frac{3(2 - 2 \cos \omega \tau_2 - \omega \tau_2 \sin \omega \tau_2)}{8(\omega \tau_2 - \sin \omega \tau_2)} \cdot \frac{U_c}{U_m} - \frac{T_c(2 - 2 \cos \omega \tau_2 - \omega \tau_2 \sin \omega \tau_2)}{4\tau_2 \sin \frac{\omega \tau_2}{2}(\omega \tau_2 - \sin \omega \tau_2)} \cdot \frac{U_c}{U_m} \lambda_2. \quad (3.20)$$

На всьому діапазоні зміни напруги на конденсаторі необхідно обрати таку  $U_c$ , щоб величина  $\lambda_1$  була максимальною. На рис. 3.2 наведені графіки залежності коефіцієнту  $\lambda_1$  від напруги конденсатора  $U_c$  при деяких співвідношеннях  $\lambda_1$  та  $\lambda_2$ . Слід зазначити, що дані криві одержані при фіксованому куті  $\omega \tau_2$ , який насправді залежить від  $\lambda_1$  та  $\lambda_2$ , тому їх можна розглядати лише як окремий випадок.

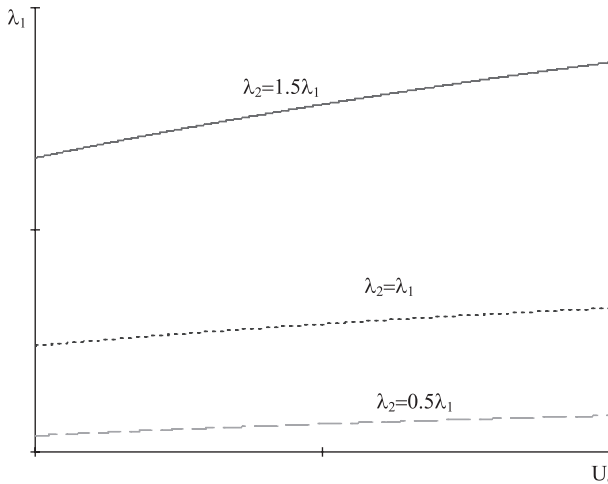


Рис. 3.2. Залежності коефіцієнту  $\lambda_1$  від напруги конденсатора  $U_c$  при деяких співвідношеннях  $\lambda_1$  та  $\lambda_2$

**Етап 8.** Визначення індуктивності  $L$ , яка з врахуванням (3.10) матиме наступну величину:

$$L = \frac{U_m \lambda_1}{\psi \omega I_{d \max}}. \quad (3.21)$$

**Етап 9.** Визначення ємності накопичувального конденсатора  $C$ . Необхідно зазначити, що за півперіод напруги мережі в конденсаторі може накопичитися енергія:

$$2W_1^* + W_1^{*'} = -W_2^* + W_2^{*'} + W_a.$$

Звідси:

$$\frac{CU_c^2}{2} = -W_2^* + W_2^{*'} + W_a. \quad (3.22)$$

З виразів (2.62) та (3.9) визначається:

$$W_2^* + W_2^{*'} = -\frac{4I_d^* U_2^* \tau_2 + U_a I_a T_c}{6}. \quad (3.23)$$

Після підстановки (3.1) та (3.23) у вираз (3.22) ємність конденсатора визначається:

$$\begin{aligned} \frac{CU_c^2}{2} &= \frac{2}{3}(I_d^* U_2^* \tau_2 + U_a I_a T_c), \\ C &= \frac{4(I_d^* U_2^* \tau_2 + U_a I_a T_c)}{3U_c^2}. \end{aligned} \quad (3.24)$$

**Етап 10.** Визначення законів зміни коефіцієнтів  $\gamma_1(n)$ ,  $\gamma_2(n)$  та  $\gamma_3(n)$  з формул (2.37), (2.39) та (2.40).

Закони зміни  $\gamma_1(n)$ ,  $\gamma_2(n)$  та  $\gamma_3(n)$  використовуються для задання коефіцієнтів заповнення імпульсів на наступному півперіоді мережі при умові, що верхня границя частоти зміни параметрів навантаження значно менша, ніж частота напруги мережі. Зарядний струм акумулятора впливає на амплітудне значення вхідного струму та тривалість робочих інтервалів  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  та  $\tau_3$  завдяки збільшенню тривалості накопичення енергії в конденсаторі. Наведені етапи розрахунку практично складають алгоритм у використанні, проте не вимагають строгої послідовності кроків. Таким чином, враховуючи додаткову енергію, що використовується для заряду акумулятора, в керуванні ФКП, можливо створити систему, що виконуватиме як функції компенсації реактивної енергії, так і заряду акумулятора. Приклад програмної реалізації етапів розрахунку СГЕЖ на базі ФКП представлений нижче.

За виразами, отриманими в підрозділі 3.1, створене програмне забезпечення (ПЗ) в середовищі програмування C++ Builder, що дозволяє розрахувати основні параметри ФКП з зарядом акумулятора, а саме: амплітудне значення вхідного струму, індуктивність

згладжувального дроселя  $L$ , напругу на конденсаторі  $U_c$  та ємність конденсатора  $C$ . Після запуску програми, користувач побачить вікно з пустими комірками (рис. 3.3), в які необхідно занести відповідно: 1) частоту роботи ФКП, Гц; 2) максимальне середнє значення струму навантаження, А; 3) типову тривалість імпульсу струму навантаження на півперіоді напруги мережі, рад; 4) величину струму, яким заряджатиметься акумулятор (зазвичай чисельно дорівнює 10 % від величини ємності акумулятора в А×год.), А; 5) величину напруги акумулятора, В.

Після того, як необхідні дані занесені, користувач має натиснути на клавішу «Обчислення» і навпроти відповідних надписів з'являться: 1) амплітуда вхідного струму, А; 2) мінімальна індуктивність дроселя, Гн; 3) номінальна напруга конденсатора, В; 4) ємність конденсатора, Ф (рис. 3.4).

Дане ПЗ є програмною реалізацією наведених у підрозділі 2.1 етапів розрахунку, код представленого ПЗ наведений у Додатку А. Таким чином, дана програма дозволяє швидко та зручно розрахувати основні параметри ФКП з функцією джерела безперебійного живлення при роботі на задану потужність навантаження та параметри акумулятора. Розроблена програма може бути використана для моніторингу стану та контролю відповідності параметрів роботи ФКП розрахунковим значенням. Як показав досвід роботи з програмним забезпеченням для розрахунку параметрів ФКП при роботі на навантаження потужністю від сотень Вт до одиниць кВт, час розрахунку при різних значеннях струмів та напруг не перевищує 1 с.

|  |                      |                                      |  |
|--|----------------------|--------------------------------------|--|
| Частота роботи ФКП                           | <input type="text"/> | Амплітуда вхідного струму            |  |
| Середнє значення струму навантаження         | <input type="text"/> | Індуктивність дроселя                |  |
| Тривалість струму навантаження на півперіоді | <input type="text"/> | Напруга конденсатора                 |  |
| Величина струму заряду акумулятора           | <input type="text"/> | Ємність конденсатора                 |  |
| Величина напруги заряду акумулятора          | <input type="text"/> |                                      |  |
| <input type="button" value="Обчислення"/>    |                      | <input type="button" value="Вивід"/> |  |

Рис. 3.3. Стартове вікно програми



|   |       |                           |         |
|---|-------|---------------------------|---------|
| Частота роботи ФКП                          | 15000 | Амплітуда вхідного струму | 4,633   |
| Середнє значення струму навантаження        | 5     | Індуктивність дроселя     | 0,0188  |
| Тривалість струму навантаження на півперіод | 1,2   | Напруга конденсатора      | 405,503 |
| Величина струму заряду акумулятора          | 0,1   | Ємність конденсатора      | 3,14e-5 |
| Величина напруги заряду акумулятора         | 150   |                           |         |

Обчислення Вихід

**Рис. 3.4.** Результати розрахунку основних параметрів ФКП

Наведені в даному розділі етапи розрахунку потребують значних обчислювальних ресурсів, що призводить до надмірного завантаження мікропроцесора системи керування. Для зменшення кількості математичних операцій при обчисленні керуючих впливів, а, відповідно, і зменшення затримки відклику МП, доцільно розробити спрощений метод розрахунку.

## 3.2. Особливості побудови системи гарантованого електроживлення на базі фільтро-компенсаційного перетворювача

### 3.2.1. Спрощений розрахунок системи з зарядом акумулятору постійним струмом

Описаний у розділі 2 алгоритм розрахунку параметрів ФКП з зарядом акумулятора, який включає в собі такі кроки, як визначення основних параметрів силової частини, виведення законів керування напівпровідниковими ключами, а також знаходження значень струмів та напруг компенсатора, є досить громіздким, що призводить

до залишкового навантаження мікропроцесорних систем керування при розрахунку цих параметрів. Пропонується підхід, який дозволяє спростити вирази, що приводить до скорочення програмної частини розрахунку, та відповідно до зменшення обчислювальних затрат мікропроцесорної системи керування за рахунок зменшення кількості математичних операцій. Такий підхід призводить до прискорення розрахунку сигналів керування або зменшення затримки сигналу керування у системі керування. Враховуючи взаємозв'язок між розрахунками за енергетичними параметрами та регулювальною характеристикою фільтро-компенсаційного перетворювача на робочих інтервалах, вирази для розрахунку задаючих струмів та напруг з одночасним розрахунком ємності накопичувального конденсатора та індуктивності згладжувального дроселя можна зробити більш наочними та простими для використання. Спрощення процесу розрахунку напруги конденсатора значно зменшить кількість алгебраїчних операцій, що повинен виконати мікропроцесор при керуванні або стабілізації напруги.

*Визначення величини ємності накопичувального конденсатора*

Для коректної роботи ФКП необхідно забезпечити накопичення енергії у конденсаторі, достатньої для заряду акумулятора та повернення енергії в мережу на інтервалі  $(t_1 - t_2)$ , див. рис. 1.30. Необхідно забезпечити такі умови роботи системи, які забезпечують виконання балансу енергії. Перепишемо вираз (2.42) наступним чином:

$$2(W_1^* + W_1^{*'}) = -W_2^* + W_2^{*'} + W_a. \quad (3.25)$$

Ліва частина виразу (3.25) являє собою енергію, що накопичує ФКП за півперіод напруги мережі, а права частина — енергію, яку ФКП віддає в мережу та систему заряду. Враховуючи, що енергія накопичується в конденсаторі С, вираз для балансу енергії (3.25) набуває вигляду:

$$\frac{CU_c^2}{2} = -W_2^* + W_2^{*'} + W_a. \quad (3.26)$$

Враховуючи (2.62) та (3.1), вираз (3.26) можна переписати наступним чином:

$$\frac{CU_c^2}{2} = \tau_2^2 Y_2 (1 - Y_2) \frac{U_2^* U_c}{2L} + U_a I_a \frac{T_c}{2}, \quad (3.27)$$

з якого визначається або величина  $C$  при заданому  $L$ , або величина  $L$  при заданому  $C$  і відомих параметрах  $\tau_2$ ,  $Y_2$ ,  $T$ ,  $U_c$ ,  $U_a$ ,  $I_a$ .

Величина енергії  $W_2^* + W_2^{*'}$  залежить від тривалості імпульсного струму навантаження і визначається середньою напругою  $U_2^*$ , напругою накопичувального конденсатора  $U_c$  величиною індуктивності згладжувального дроселя  $L$  та середнім коефіцієнтом заповнення імпульсів  $Y_2$ . Вираз (3.27) отриманий з використанням припущень, при яких не враховуються втрати в колі перетворювача та втрати на перемикання напівпровідникових ключів. За допомогою програмного пакету Mathcad при прийнятих припущеннях побудована залежність енергії  $W_2^* + W_2^{*'}$  від коефіцієнту  $Y_2$ , яка наведена на рис. 3.5. Знак мінус на вертикальній вісі на рис. 3.5 означає, що енергія з конденсатора віддається в мережу. Як видно з графіку, найбільше значення енергії  $W_2^* + W_2^{*'}$  відповідає значенню  $Y_2 = 0,5$ . При врахуванні втрат мінімум кривої, показаної на рис. 3.5 пунктиром, зміститься в бік, більше 0,5, енергія  $\Delta W$  обумовлена втратами енергії. Після підстановки отриманого значення  $Y_2$  в (3.27), вираз для визначення ємності конденсатора набуде наступного вигляду:

$$C = \tau_2^2 \frac{U_2^*}{4LU_c} + U_a I_a \frac{T_c}{U_c^2}. \quad (3.28)$$

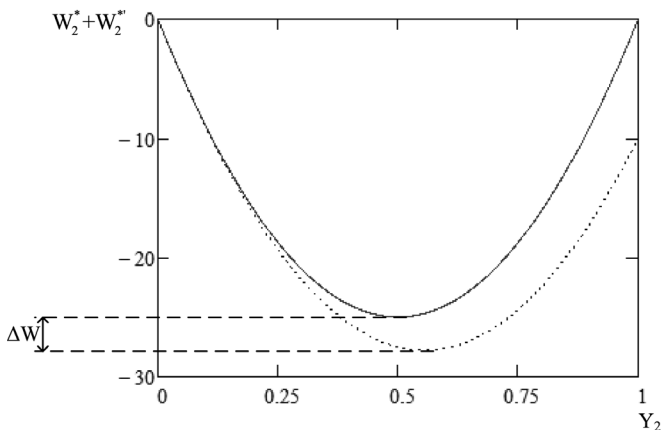


Рис. 3.5. Залежність енергії  $W_2^* + W_2^{*'}$  від  $Y_2$

З виразу (3.28) видно, що значення ємності  $C$  залежить від індуктивності дроселя  $L$  та напруги на конденсаторі  $U_c$ , яку повинен

підтримувати ФКП. Тому для розрахунку  $C$  необхідно визначити номінали індуктивності  $L$  та розрахувати величину  $U_c$ .

### *Визначення напруги накопичувального конденсатора*

Протягом роботи ФКП напруга  $U_c$  є постійною з деякими пульсаціями. Основними обмеженнями для розрахунку цієї напруги є значення постійної складової напруги, яка не повинна бути меншою, ніж амплітудне значення напруги мережі, а також амплітуди та частоти пульсацій. Зважаючи на те, що пульсації складають одиниці відсотків від загальної величини напруги, основним параметром, що використовується в розрахунках, є середнє значення напруги конденсатора  $U_c$ .

Для визначення величини  $U_c$  необхідно розрахувати середнє значення  $I_1^*$  вхідного синусоїдального струму  $i(t) = I_m \sin \omega t$  на інтервалі  $\tau_1$  (див. рис. 1.30), яке виражається наступним чином:

$$I_1^* = \frac{1}{\tau_1} \int_0^{\tau_1} I_m \sin \omega t dt = \frac{I_m}{\omega \tau_1} (1 - \cos \omega \tau_1). \quad (3.29)$$

Приймаючи, що тривалість першого та другого інтервалів дорівнюють один одному ( $\tau_1 = \tau_3$ ), енергія, що накопичується в конденсаторі за півперіод напруги мережі  $0 \div T_c / 2$ , дорівнює:

$$\frac{CU_c^2}{2} = 2U_1^* I_1^* \tau_1. \quad (3.30)$$

З урахуванням (3.28) вираз (3.30) набуває вигляду:

$$\frac{U_c^2}{2} \left( \tau_2^2 \frac{U_2^*}{4LU_c} + U_a I_a \frac{T_c}{U_c^2} \right) = 2U_1^* I_1^* \tau_1. \quad (3.31)$$

Звідси напруга на конденсаторі  $U_c$  дорівнює:

$$U_c = \frac{16U_1^* I_1^* \tau_1 L}{\tau_2^2 U_2^*} - \frac{4U_a I_a T_c L}{\tau_2^2 U_2^*}. \quad (3.32)$$

Варто зауважити, що в цьому розрахунку не врахована енергія, що споживається навантаженням за інтервал  $t_1' - t_1$  (рис. 1.30), що в інженерних розрахунках та при побудові системи керування не приводить до суттєвої помилки, оскільки ця енергія незначна по відношенню до сумарної енергії, що споживається, і її значення близьке зі значенням енергії втрат на елементах схеми. До того ж,

в інженерній практиці зазвичай використовують значення напруги конденсатора дещо більші, ніж розрахункові, щоб забезпечити більш стабільну роботу пристрою. Такий підхід дозволяє значно спростити розрахунок напруги на конденсаторі  $U_c$ , зменшити громіздкість розрахункових виразів. Визначивши напругу на ємності  $U_c$ , переходимо до визначення індуктивності дроселя  $L$ .

*Визначення індуктивності дроселя з умови неперервного струму*

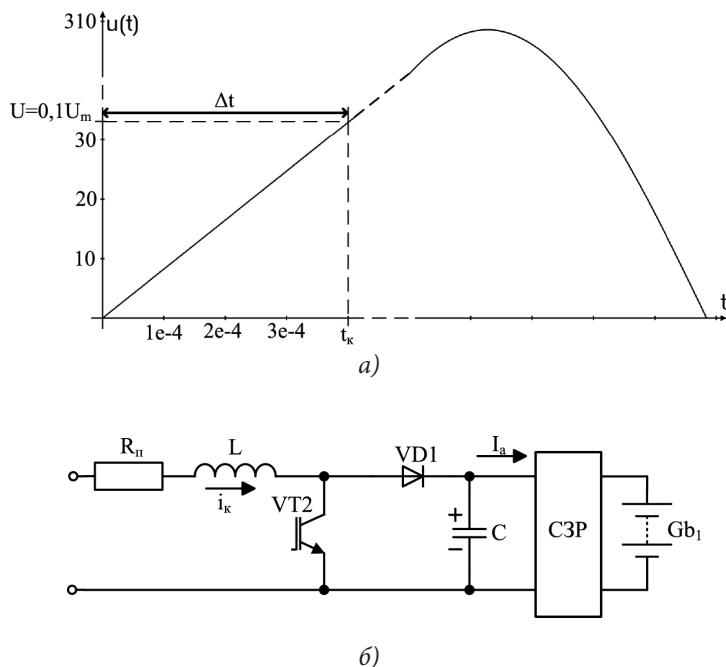
Для визначення величини індуктивності необхідно розглянути найбільш критичний режим роботи компенсатора, по відношенню до роботи дроселя в режимі безперервного струму. Саме такий режим роботи забезпечується на початку півперіоду напруги мережі, коли  $u(t)$  та  $i(t)$  — мінімальні (рис. 3.6, а). Починаючи з моменту  $t_\kappa$ , ФКП працює як ШПП підвищуючого типу, еквівалентна схема якого наведена на рис. 3.6, б, при цьому на інтервалі  $\Delta t$  не забезпечується режим неперервного струму дроселя при заданих параметрах. Для подальших розрахунків параметрів силової частини використовується еквівалентна схема з урахуванням втрат в колі, які моделюються за допомогою введення в схему резистора  $R_\pi$  [94].

На інтервалі відкритого стану ключа VT2 процеси, що протікають у вхідному колі перетворювача (див. рис. 3.6, б), описуються наступним виразом:

$$U = L \frac{I_\kappa}{\tau} + I_\kappa R_\pi, \quad (3.33)$$

де  $U$  та  $I_\kappa$  — відповідно середні значення напруги мережі та струму, що споживає компенсатор в момент часу  $t_\kappa$ , на початку півперіоду напруги мережі,  $\tau$  — інтервал відкритого стану транзистора. Для забезпечення неперервного струму дроселя  $t_\kappa$  обирається таким, щоб  $U \geq 0,1 U_m$ , відповідно виходячи з синусоїдального закону зміни вхідного струму  $i(t)$ , а також враховуючи, що на інтервалі  $t_0 - t_1'$  (див. рис. 1.30)  $i(t) = i_\kappa(t)$ , струм компенсатора в даний момент часу рівний:  $I_\kappa \geq 0,1 I_m$ . З виразу (3.33) визначається струм  $I_\kappa$  в кінці інтервалу  $\tau$ :

$$I_\kappa = \frac{U}{L / \tau + R_\pi}. \quad (3.34)$$



**Рис. 3.6.** Еквівалентна схема (б) та часова діаграма напруги джерела на початку півперіоду напруги мережі

Значення  $I_k$  в момент  $t_k$  дорівнює величині максимального приросту струму  $\Delta I_k$  за перший період комутації транзистора Т та дорівнює найбільшому значенню амплітуди пульсації струму  $i_k(t)$ . Оскільки за прийнятою моделлю, струм змінюється лінійно, а інтервали закритого та відкритого стану ключа — рівні, приходимо до висновку, що для забезпечення режиму неперервного струму дроселя в момент часу  $t_k$  середній струм  $I_k$  повинен бути вдвічі меншим, ніж значення розрахованого за формулою (3.34) прирощення струму  $\Delta I_k$ . Звідси мінімальна величина індуктивності згладжувального дроселя визначається з виразу:

$$L_{kp} = \frac{U\gamma}{2I_k f} + \frac{R_n \gamma}{f}. \quad (3.35)$$

В формулі (3.35) невідомою величиною є коефіцієнт заповнення імпульсів  $\gamma$ , який можливо визначити за допомогою регулювальної

характеристики перетворювача, яка отримується в результаті порівняння виразів, що описують процеси в схемі перетворювача із закритим та відкритим станом ключа.

На інтервалі закритого стану ключа VT2 робота ШПП описується виразом:

$$C \frac{U_c}{T - \tau} = I_{\kappa}, \quad (3.36)$$

звідки

$$U_c = \frac{I_{\kappa}(T - \tau)}{C}. \quad (3.37)$$

Підставляючи (3.34) в (3.37), останній вираз набуде вигляду:

$$U_c = \frac{U(1 - \gamma)}{Cf(Lf / \gamma + R_{\Pi})}, \quad (3.38)$$

де величина  $\gamma$  залежить від умов роботи ФКП, які суттєво відрізняються на початку та в кінці робочих інтервалів. На початку півперіоду синусоїди напруги мережі її величина надто мала для того, щоб за допомогою підвищуючого ШПП передати енергію з джерела до конденсатора ( $u(t) \ll U_c$ ), тому вхідний струм на деякому відрізку часу дорівнює нулю. Проте система керування на цьому інтервалі роботи працює з таким коефіцієнтом заповнення імпульсів, щоб забезпечити задану  $U_c$ , як тільки будуть забезпечені необхідні умови. Виходячи з вищесказаного, для розрахунку  $\gamma$ , необхідно знайти максимум функції (3.38), що призводить до вирішення квадратичного рівняння. В результаті максимальна тривалість коефіцієнта заповнення імпульсів:

$$\gamma = \frac{-1 + \sqrt{1 + R_{\Pi} / Lf}}{R_{\Pi} / Lf}. \quad (3.39)$$

З виразів (3.35) та (3.39) визначається індуктивність дроселя, дане рівняння є трансцендентним та вирішується чисельними методами за допомогою використання програмних пакетів Matlab чи Mathcad [116, 117].

Таким чином, наведений розрахунок дозволяє визначити параметри реактивних елементів ФКП і спростити визначення  $U_c$ , що є важливим для системи керування, що призводить до зменшення часу розрахунку напруги на конденсаторі.

### 3.2.2. Визначення амплітуди вхідного струму при високих коефіцієнтах нелінійних спотворень

При проектуванні системи керування компенсатором реактивної потужності на основі мікропроцесорів важливу роль має створення ефективного алгоритму роботи. Основною проблемою в задачі керування таким пристроєм є постійна зміна режимів роботи компенсатора, на яких енергетичні процеси описуються складними та громіздкими виразами. Це призводить до того, що мікропроцесору доводиться виконувати значну кількість операцій, що в свою чергу може обмежити швидкодію всієї системи керування.

Як правило, причиною високих коефіцієнтів нелінійних спотворень є джерела живлення, на вході яких розміщені випрямлячі з активно-ємнісним навантаженням, що споживають вузькі імпульсні струми  $i_d$ , тривалістю  $(t_1 - t_4) \ll T/2$  (рис. 3.7). Для забезпечення коректної роботи ФКП необхідно розрахувати значення амплітуди задавального струму, що відповідає амплітуді вхідного струму всієї системи.

Для розрахунків використовується баланс енергій, за яким  $W_I + W_{II} + W_{III} = 0$ , де  $W_I$  — енергія, що споживається компенсатором за часовий інтервал  $t_0 - t_2$ ,  $W_{II}$  — енергія, яку компенсатор повертає в мережу на інтервалі  $t_2 - t_3$ ,  $W_{III}$  — енергія, що споживається компенсатором за часовий інтервал  $t_3 - t_5$ . Для спрощення виразів припустимо, що споживаний струм є симетричним на інтервалі  $0 \dots T_c/2$ , відносно моменту  $T_c/4$  і відповідно інтервали  $t_0 - t_1$  та  $t_2 - t_3$  — рівні, а отже  $W_I = W_{III}$ . Відповідно, баланс енергій виконуватиметься при  $2W_I + W_{II} = 0$ .

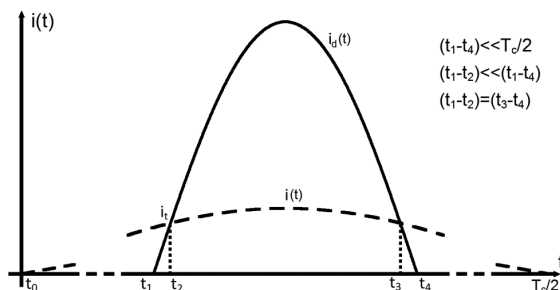


Рис. 3.7. Часова діаграма вузького імпульсного струму споживання



На інтервалі  $t_0-t_1$  енергія  $W_I$  визначається за формулою:

$$W_I = \int_0^{t_2} U_m \sin \omega t \cdot I_m \sin \omega t dt - \int_{t_1}^{t_2} U_m \sin \omega t \cdot I_d \sin\left(\frac{2\pi t}{T_d} - \frac{2\pi t_1}{T_d}\right) dt, \quad (3.40)$$

де  $I_d$  — амплітудне значення вхідного імпульсного струму,  $T_d$  — період струму  $i_d$ , що дорівнює подвоєному інтервалу  $t_1-t_4$ .

Вираз для визначення енергії  $W_I$  після обчислення інтегралу (3.40) набуває вигляду:

$$\begin{aligned} W_I = & \frac{U_m I_m}{4\omega} (2\omega t_2 - \sin 2\omega t_2) - U_m I_d T_d \times \\ & \times \left( \frac{\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_2 / T_d - \omega t_2) - \sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_1 / T_d - \omega t_1)}{2(T_d \omega + 2\pi)} - \right. \\ & \left. - \frac{\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_2 / T_d + \omega t_2) - \sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_1 / T_d + \omega t_1)}{2(T_d \omega - 2\pi)} \right). \quad (3.41) \end{aligned}$$

Цей вираз є досить громіздким, оскільки в ньому враховується енергія, що споживається навантаженням на інтервалах  $t_1-t_2$  та  $t_3-t_4$ , яка має порівняно невелике значення, але значно збільшує кількість арифметичних операцій, тому для ефективного використання ресурсів мікропроцесора необхідно спростити це рівняння.

На інтервалі  $t_1-t_2$  енергія  $W_{II}$ , яку компенсатор віддає в мережу, дорівнює:

$$\begin{aligned} W_{II} = & \int_{t_2}^{t_3} U_m \sin \omega t \cdot I_d \sin\left(\frac{2\pi t}{T_d} - \frac{2\pi t_1}{T_d}\right) dt - \int_{t_2}^{t_3} U_m \sin \omega t \cdot I_m \sin \omega t dt = \\ & = U_m I_d T_d \times \\ & \times \left( \frac{\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_2 / T_d - \omega t_3) - \sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_2 / T_d - \omega t_2)}{2(T_d \omega + 2\pi)} - \right. \\ & \left. - \frac{\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_3 / T_d + \omega t_3) - \sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_2 / T_d + \omega t_2)}{2(T_d \omega - 2\pi)} \right) - \\ & - \frac{U_m I_m}{4\omega_c} (2\omega t_3 - \sin 2\omega t_3 - 2\omega t_2 + \sin 2\omega t_2). \quad (3.42) \end{aligned}$$

Оскільки баланс енергій виконується за умови  $2W_I = W_{II}$ , з виразів (3.41) та (3.42) визначається амплітуда вхідного струму  $I_m$ :

$$I_m = \frac{2I_d T_d \omega}{2\omega t_2 - \sin 2\omega t_2 + 2\omega t_3 - \sin 2\omega t_3} \cdot \left( \frac{\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_2 / T_d - \omega t_2) - 2\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_1 / T_d - \omega t_1)}{T_d \omega + 2\pi} + \frac{\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_3 / T_d - \omega t_3)}{T_d \omega + 2\pi} - \frac{\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_2 / T_d + \omega t_2)}{T_d \omega - 2\pi} + \frac{2\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_1 / T_d + \omega t_1) - \sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_3 / T_d + \omega t_3)}{T_d \omega - 2\pi} \right). \quad (3.43)$$

Для подальшого розрахунку слід зауважити, що на відріжку  $t_1 - t_2$  з високою точністю синусоїдальну функцію можна замінити лінійною функцією типу  $f(x) = kx$ , де  $k$  дорівнює  $k = I_t / (t_2 - t_1)$ ,  $I_t$  — миттєвий струм в точці, коли  $i(t) = i_d(t)$ . Користуючись інструментарієм програмного забезпечення Advanced Grapher, визначено, що похибка обчислення  $\Delta$  в даному прикладі буде  $\Delta < 1\%$ . В такому випадку енергія  $W_I$  виражається як:

$$W_I = \int_0^{t_2} U_m \sin \omega t \cdot I_m \sin \omega t dt - \int_{t_1}^{t_2} U_m \sin \omega t \cdot f_L(t) dt. \quad (3.44)$$

Вираз (3.44) після визначення інтегралу, з урахуванням  $f_L(t) = \frac{I_t}{t_2 - t_1} (t - t_1)$ , набуває вигляду:

$$W_I = \frac{U_m I_m}{4\omega} (2\omega t_2 - \sin 2\omega t_2) - \frac{U_m I_t}{t_2 - t_1} \left( \frac{\sin \omega t_2 - \sin \omega t_1}{\omega^2} - \frac{(t_2 - t_1) \cos \omega t_2}{\omega} \right). \quad (3.45)$$

Оскільки вираз (3.42) для визначення енергії  $W_{II}$  залишається незмінним, в результаті на основі балансу енергії  $2W_I = W_{II}$  з урахуванням (3.45) визначається амплітуда вхідного струму:

$$\begin{aligned}
 I_m = & \frac{8I_d\omega}{2\omega t_2 - \sin 2\omega t_2 + 2\omega t_3 - \sin 2\omega t_3} \left( \frac{\sin \omega t_2 - \sin \omega t_1}{\omega^2} - \right. \\
 & \left. - \frac{(t_2 - t_1) \cos \omega t_2}{\omega} \right) + \frac{4I_d T_d \omega}{2\omega t_2 - \sin 2\omega t_2 + 2\omega t_3 - \sin 2\omega t_3} \times \\
 & \times \left( \frac{\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_3 / T_d - \omega t_3) - \sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_2 / T_d - \omega t_2)}{2(T_d \omega + 2\pi)} - \right. \\
 & \left. - \frac{\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_3 / T_d + \omega t_3) - \sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_2 / T_d + \omega t_2)}{2(T_d \omega - 2\pi)} \right). \quad (3.46)
 \end{aligned}$$

При обчислення енергії  $W_I$  за умови короткотривалих навантажувальних струмів, енергія, що споживається навантаженням на інтервалах  $t_1-t_2$  та  $t_3-t_4$ , незначна, тому нею можна знехтувати. З врахуванням наведених вище припущень формула для визначення енергії  $W_I$  має вигляд:

$$W_I = \int_0^{t_2} U_m \sin \omega t \cdot I_m \sin \omega t dt. \quad (3.47)$$

Формула (3.47) для визначення енергії на інтервалі  $t_0-t_2$  після обчислення визначеного інтегралу набуває вигляду:

$$W_I = \frac{U_m I_m}{4\omega} (2\omega t_2 - \sin 2\omega t_2). \quad (3.48)$$

Відповідно вираз для знаходження значення амплітуди вхідного струму  $I_m$  набуває вигляду:

$$\begin{aligned}
 I_m = & \frac{2I_d T_d \omega}{2\omega t_2 - \sin 2\omega t_2 + 2\omega t_3 - \sin 2\omega t_3} \times \\
 & \times \left( \frac{\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_3 / T_d - \omega t_3) - \sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_2 / T_d - \omega t_2)}{2(T_d \omega + 2\pi)} - \right. \\
 & \left. - \frac{\sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_3 / T_d + \omega t_3) - \sin(2\pi t_1 / T_d - 2\pi t_2 / T_d + \omega t_2)}{2(T_d \omega - 2\pi)} \right). \quad (3.49)
 \end{aligned}$$

Похибка  $\Delta$  розрахунків амплітуди вхідного струму  $I_m$  за виразами (3.40)–(3.49) не перевищує  $\Delta < 2\%$ , яка є досить незначною, зважаючи на коефіцієнт гармонік  $K_p$ , який в даній системі  $K_p > 50\%$ .

В результаті проведених викладок отримані вирази для визначення амплітуди вхідного струму та енергій на інтервалах роботи

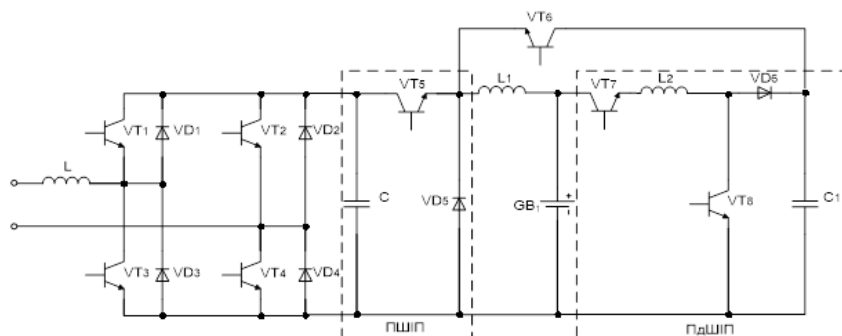
компенсатора. Враховуючи незначні похибки результатів при розрахунку величин наведеними способами при роботі з короткотривалими імпульсними струмами доцільно використовувати спрощені методи розрахунків, що значно зменшує час обчислення керуючих впливів мікропроцесором з використанням виведених виразів. Наприклад, для розрахунку  $I_m$  за формулою (3.43) необхідно виконати 66 операцій множення / ділення та 24 операції додавання / віднімання, тоді як за формулою (3.49) — відповідно лише 49 та 16 операцій, що ілюструє зменшення загальної кількості алгебраїчних операцій майже в 1,5 рази. Таким чином, наведений спрощений метод дозволяє значно підвищити швидкість роботи системи та зменшити затримку сигналу керування.

### **3.3. Фільтро-компенсаційний перетворювач паралельного типу з системою заряду акумулятора імпульсним асиметричним струмом**

З аналізу методів заряду акумулятора [19] випливає, що метод заряду імпульсним асиметричним струмом перевершує за якісними показниками інші і забезпечує зниження при заряді: ефекту пам'яті, пікових значень температури та внутрішнього тиску батареї, що дозволяє збільшити термін служби акумулятора в 1,5–3 рази [19, 21, 83]. Головним недоліком цього методу заряду акумулятора є відносно невисокий ККД, але при використанні схемних рішень, які дозволяють використовувати енергію розрядного імпульсу повторно для заряду акумулятора, ККД підвищується до 80–90% і вище [95]. Загальне збільшення ККД у порівнянні з існуючими пристроями сягає 12–34%.

На рис. 3.8 зображена електрична принципова схема фільтро-компенсуючого перетворювача з зарядним пристроєм, де GB — акумулятор. Дросель  $L_1$ , транзистори  $VT_1$ – $VT_4$ , діоди  $VD_1$ – $VD_4$  та конденсатор  $C_1$  утворюють паралельний фільтро-компенсуючий перетворювач (ФКП). Транзистор  $VT_5$  ( $VT_6$  під час заряду акумулятора від конденсатора  $C_2$ ), діод  $VD_5$  та дросель  $L_2$  утворюють фор-

мувач зарядних імпульсів (ФЗІ). Транзистори  $VT_7$ – $VT_8$ , дросель  $L_3$ , діод  $VD_6$  та конденсатор  $C_2$  утворюють формувач розрядних імпульсів (ФРІ).



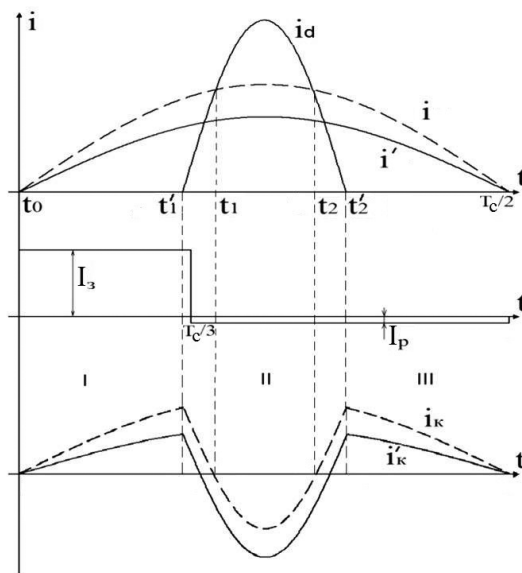
**Рис. 3.8.** Електрична принципова схема фільтро-компенсуючого перетворювача з системою заряду імпульсним асиметричним струмом

Якщо акумулятор заряджений, пристрій працює як звичайний фільтро-компенсаційний перетворювач [49], а у випадку, коли напруга на акумуляторі менша номінальної, заряд відбувається у два етапи: на першому етапі через понижуючий ШП (ПШП) формується зарядний імпульс, на другому етапі формується розрядний імпульс за допомогою підвищуючого ШП (ПдШП). Напруга на акумуляторі  $U_a$  за півперіод напруги мережі змінюється слабо по відношенню до її середнього значення, тому для подальших розрахунків прийнята за постійне значення. Відношення величини амплітуди зарядного і розрядного імпульсу струму відрізняються на порядок, а відношення довжин цих імпульсів — не менше, ніж у 2 рази. У процесі зарядки ці співвідношення залишаються незмінними.

На рис. 3.9 наведено часові діаграми струмів пристрою, де  $i'$ ,  $i$  — струми мережі при зарядженому акумуляторі та при роботі пристрою на заряд акумулятора на півперіоді напруги мережі;  $i_d$  — струм нелінійного навантаження;  $I_s$ ,  $I_p$  — величини зарядного та розрядного імпульсів струму акумулятора;  $i'_k$ ,  $i_k$  — струм ФКП при зарядженому акумуляторі та заряді акумулятора. Для усунення впливу перехідних процесів зарядного пристрою на ФКП його

робоча частота обирається на порядок більшою за частоту роботи ФКП. Для зручності частота слідування зарядного та розрядного імпульсів обрана вдвічі більшою за частоту напруги мережі, тобто  $T_{ac} = T_c/2$ , що дозволяє здійснювати просту синхронізацію роботи пристроїв та значно зменшити комбінаційні гармоніки, що виникають при відсутності такої синхронізації.

При використанні режиму заряду акумулятора ФКП має три характерні інтервали роботи. На інтервалі I та III (див. рис. 3.9) енергія споживається, а на інтервалі II енергія, що накопичилася в  $C_1$ , віддається в мережу. Еквівалентні схеми на відповідних робочих інтервалах системи наведені в табл. 3.1, при цьому для 1-го та 3-го інтервалу стан ключів, а отже, і еквівалентні схеми збігаються.



**Рис. 3.9.** Часові діаграми струмів фільтро-компенсуючого перетворювача з системою заряду імпульсним асиметричним струмом

Таблиця 3.1

## Еквівалентні схеми ФКП асиметричним струмом заряду акумулятора

|                  | № | Електромагнітні процеси   | Еквівалентна схема |
|------------------|---|---|--------------------|
| Інтервал I (III) | 1 | Конденсатор C1 споживає енергію з мережі через підвищуючий ШПП (L1 – VT3 – VD1), при цьому формується зарядний імпульс акумулятора понижуючим ШПП (VT5 – VD5 – L2).     |                    |
|                  | 2 | ФКП працює так само, як у 1, при цьому формується розрядний імпульс акумулятора на конденсатор C2 підвищуючим ШПП (L3 – VT8 – VD6).                                     |                    |
|                  | 3 | ФКП працює так само, як у 1, а з допомогою конденсатора C2 формується зарядний імпульс акумулятора через понижуючий ШПП (VT6 – VD5 – L2).                               |                    |
| Інтервал II      | 4 | Накопичена енергія на C1 передається в мережу через понижуючий ШПП (VT1 – VD2 – L1), при цьому формується зарядний імпульс акумулятора понижуючим ШПП (VT5 – VD5 – L2). |                    |
|                  | 5 | ФКП працює так само, як у 4, при цьому формується розрядний імпульс акумулятора на конденсатор C2 підвищуючим ШПП (L3 – VT8 – VD6).                                     |                    |
|                  | 6 | ФКП працює так само, як у 4, а енергія з конденсатора C2 передається в акумулятор через зарядний імпульс понижуючим ШПП (VT6 – VD5 – L2).                               |                    |

Енергія  $W_{ac}$ , що споживається акумулятором за півперіод напруги мережі при заряді асиметричним струмом визначається таким чином:

$$W_{ac} = W_3 + W_p = U_a(I_3 \frac{T_c}{6} - I_p \frac{2T_c}{6}) = \frac{U_a T_c}{6}(I_3 - 2I_p), \quad (3.50)$$

де  $I_3, I_p$  — постійні значення величин зарядного і розрядного імпульсів струмів;  $W_3$  — енергія, що передається в акумулятор зарядним імпульсом за півперіод напруги мережі,  $W_p$  — енергія, що споживається з акумулятора розрядним імпульсом за півперіод напруги мережі.

Для розрахунку параметрів ФКП з зарядом акумулятора імпульсним асиметричним струмом використовується алгоритм, аналогічний приведену в розділі 2.

Використовуючи вираз балансу енергії  $2(W_1 + W_1') + W_2 + W_2' - W_{ac} = 0$  визначається амплітуда вхідного синусоїдального струму:

$$I_m = \frac{\omega\tau_2(\omega\tau_2 - \sin 2\omega\tau_2)}{\pi(2\cos\omega\tau_1 - \omega\tau_2\sin\omega\tau_1)} I_d + \frac{2}{3} \frac{U_a}{U_m}(I_3 - 2I_p). \quad (3.51)$$

Середнє значення коефіцієнтів  $Y_1$  та  $Y_2$  при заряді акумулятора імпульсним асиметричним струмом знаходяться з виразів:

$$\begin{aligned} Y_1^2 = & \frac{\omega\tau_2 \sin \frac{\omega\tau_2}{2}}{(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2})(1 - \sin \frac{\omega\tau_2}{2})} Y_2^2 + \frac{\omega\tau_2(1 - 2\sin \frac{\omega\tau_2}{2})}{(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2})(1 - \sin \frac{\omega\tau_2}{2})} Y_2 + \\ & + 1 - \frac{U_m(1 + \sin \frac{\omega\tau_2}{2})}{U_c(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2})} + \frac{U_a T_c \omega^2 L(I_3 - 2I_p)}{3(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega\tau_2}{2}) U_m U_c (1 - \sin \frac{\omega\tau_2}{2})}. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Середнє значення  $Y_2$  набуває вигляду:

$$Y_2(1 - Y_2) = \frac{4LI_d^*}{3\tau_2 U_c} + \frac{LU_a T_c(I_3 - 2I_p)}{9\tau_2^2 U_2^* U_c}. \quad (3.53)$$



Прийнявши  $\lambda_1 = \psi \frac{\omega L I_d}{U_m}$  та  $\lambda_3 = \frac{\omega L U_a (I_3 - 2I_p)}{U_m U_c}$ , з урахуванням

виразів (2.51) та (3.53) можна записати:

$$\lambda_1 = \frac{3(2 - 2\cos\omega\tau_2 - \omega\tau_2 \sin\omega\tau_2)}{2(\omega\tau_2 - \sin\omega\tau_2)} \cdot \frac{U_c}{U_m} Y_2(1 - Y_2) - \frac{T_c(2 - 2\cos\omega\tau_2 - \omega\tau_2 \sin\omega\tau_2)}{12\tau_2 \sin\frac{\omega\tau_2}{2}(\omega\tau_2 - \sin\omega\tau_2)} \cdot \frac{U_c}{U_m} \lambda_3. \quad (3.54)$$

Оскільки коефіцієнт  $Y_2$  повинен знаходитися в межах  $0 \leq Y_2 \leq 1$ , вираз (3.54) набуває вигляду:

$$\lambda_1 = \frac{3(2 - 2\cos\omega\tau_2 - \omega\tau_2 \sin\omega\tau_2)}{2(\omega\tau_2 - \sin\omega\tau_2)} \cdot \frac{U_c}{U_m} - \frac{T_c(2 - 2\cos\omega\tau_2 - \omega\tau_2 \sin\omega\tau_2)}{12\tau_2 \sin\frac{\omega\tau_2}{2}(\omega\tau_2 - \sin\omega\tau_2)} \cdot \frac{U_c}{U_m} \lambda_3. \quad (3.55)$$

З графіку залежності  $\lambda_1(U_c)$ , аналогічного представленому на рис. 3.2, при заданому співвідношенні між  $\lambda_1$  та  $\lambda_3$  знаходиться величина напруги конденсатора  $U_c$ , необхідна для забезпечення коректного функціонування ФКП.

Аналогічно (3.22), при заряді акумулятора імпульсним асиметричним струмом, вираз балансу енергії можна записати таким чином:

$$\frac{CU_c^2}{2} = -W_2^* + W_2^{*'} + W_{ac}. \quad (3.56)$$

З виразів (2.62) та (3.53) визначається:

$$W_2^* + W_2^{*'} = -\frac{12I_d^* U_2^* \tau_2 + U_a T_c (I_3 - 2I_p)}{18}. \quad (3.57)$$

Підставляючи (3.50) та (3.57) у вираз (3.56), визначимо ємність конденсатора:

$$C = \frac{4}{9} \frac{I_d^* U_2^* \tau_2 + U_a T_c (I_3 - 2I_p)}{U_c^2}. \quad (3.58)$$

Індуктивність  $L$  та закони зміни коефіцієнтів заповнення імпульсів для ФКП при заряді акумулятора імпульсним асиметричним струмом визначаються аналогічно, як у розділі 2.

Таким чином, за наведеними вище виразами можливо визначити параметри елементів системи гарантованого електроживлення, побудованої на основі схеми ФКП, із зарядом акумулятора імпульсним асиметричним струмом. Варто зазначити, що при обранні конденсатора необхідно врахувати додатні пульсації, викликані тим, що енергія для заряду акумулятора споживається лише на інтервалі  $0 \dots T_c/2$ , тому доцільно паралельно включити 2 конденсатори, один з яких працює на більш високих частотах, що визначаються роботою ШІП.

# Розділ 4

## МОДЕЛЮВАННЯ ФІЛЬТРО-КОМПЕНСАЦІЙНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ЗАРЯДОМ АКУМУЛЯТОРА

### 4.1. Алгоритм системи керування

Керування ФКП відбувається за допомогою мікропроцесора, у якому при отриманні інформації з датчиків струму і напруги формуються імпульси керування. Структурна схема підключення системи керування (СК), датчиків струму (ДС) та напруги (ДН), приведена на рис. 4.1. Мікропроцесор дозволяє паралельно обробляти інформацію про стан мережі і навантаження та реалізовувати закони керування СГЕЖ. Дані з датчиків силової частини СГЕЖ передаються в СК для подальшої обробки, причому аналогові сигнали перетворюються в цифровий код за допомогою вбудованого аналого-цифрового перетворювача (АЦП). В результаті обчислень і перевірок визначається режим роботи і формуються функції керування пристроєм. Сигнал керування на драйвери надходить із портів вводу-виводу СК.

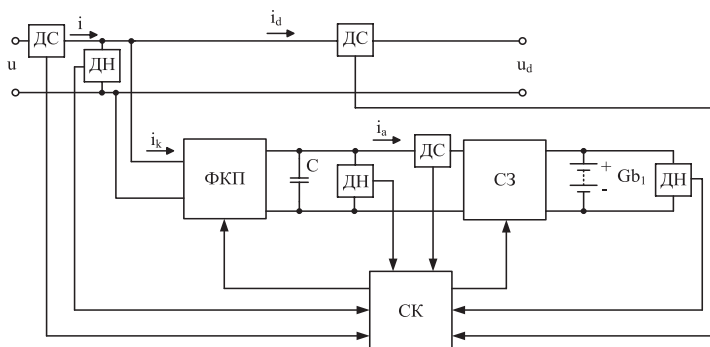
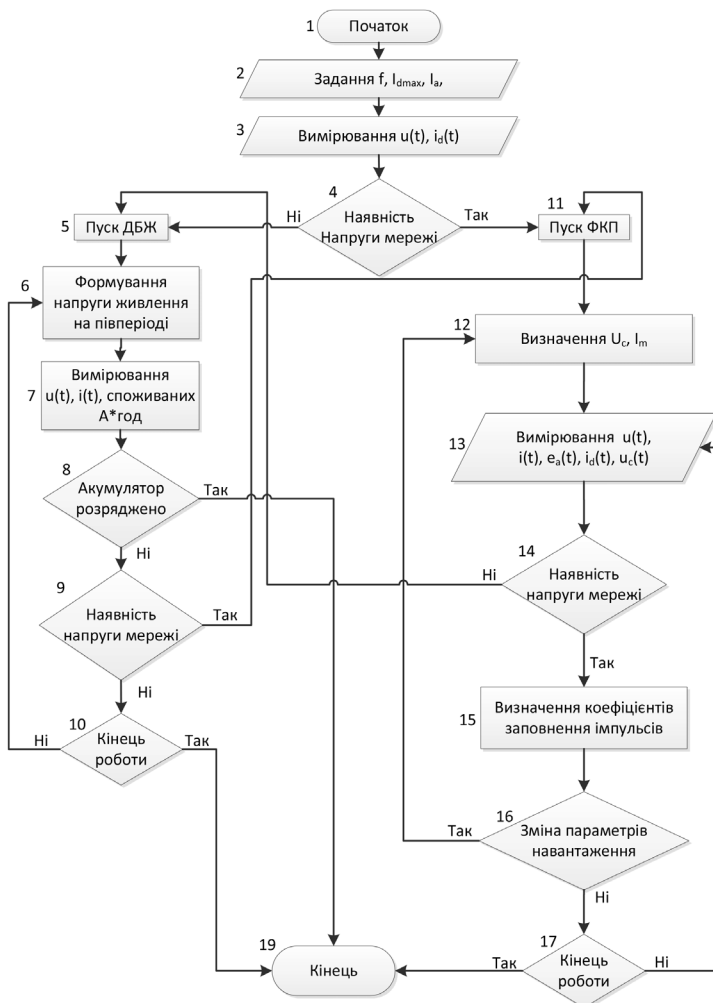


Рис. 4.1. Структурна схема системи керування СГЕЖ

Алгоритм системи керування ФКП з функцією джерела безперебійного живлення наведений на рис 4.2. На етапі 2 алгоритму задаються параметри роботи пристрою, а саме: частота переключень транзисторів  $f$ , струм заряду акумулятора  $I_a$ , максимальна амплітуда струму навантаження  $I_{dmax}$ .



**Рис. 4.2.** Алгоритм системи керування ФКП з функцією джерела безперебійного живлення

На етапі 3 роботи СГЕЖ як компенсатора система здійснює вимірювання значень напруги живлення та струму, що споживає навантаження. Слід зауважити, що система починає зчитувати параметри на першому цілому півперіоді напруги мережі. На четвертому етапі перевіряється наявність напруги мережі, і якщо напруга мережі відповідає допустимим значенням, система керування переходить до етапу 11 — запуску фільтро-компенсаційного перетворювача, якщо ж напруга відсутня — запускається режим джерела безперебійного живлення, що є п'ятим етапом алгоритму. В подальшому при роботі системи в режимі компенсації реактивної потужності система керування вимірює необхідні параметри на першому півперіоді напруги мережі, а керування по величинах, що виміряні на попередньому півперіоді, відбувається на наступному півперіоді. Таким чином, керування відбувається з затримкою на півперіод напруги живлення.

При роботі системи як ДБЖ на шостому етапі відбувається формування напруги живлення необхідної амплітуди та частоти, відповідно формуються закони керування ключами ФКП, що, в даному випадку, працює як інвертор. На сьомому етапі роботи вимірюється напруга живлення, що формується ДБЖ, струм, що споживається навантаженням, а також перевіряються дані лічильника ( $A \times \text{год}$ ) акумулятора. На етапі 8 відбувається перевірка стану акумулятора, і якщо він розряджений, то система керування переходить до етапу 19 та завершує виконання програми. Якщо акумулятор заряджений, відбувається перевірка відповідності напруги мережі допустимому діапазону значень (етап 9), і якщо є відповідність — запускається режим роботи СГЕЖ як ФКП, в іншому випадку ініціюється перехід до десятого етапу. На етапі 10 перевіряється, чи не надходила команда завершення роботи — якщо так, то відбувається завершення програми (етап 19), якщо ні — система керування переходить до етапу 6.

При роботі СГЕЖ як ФКП, на 12-му етапі визначається напруга конденсатора  $U_c$ , яку має підтримувати компенсатор, та амплітуда вхідного струму  $I_m$  за виразами (3.3) та (3.18) з використанням значень, отриманих на першому циклі роботи на етапі 3. На 13-му етапі відбувається вимірювання напруги живлення  $u(t)$ , вхідного струму  $i(t)$ , напруги акумулятора  $u_a(t)$ , струму, що споживає навантаження  $i_a(t)$  та напруги конденсатора  $u_c(t)$ . На етапі 14 перевіряється, чи є

напруга в мережі, і якщо ні — ініціюється запуск системи як джерела безперебійного живлення (етап 5), якщо ж напруга є — за виразами (2.37), (2.39) та (2.40) розраховуються коефіцієнти заповнення імпульсів силових ключів (етап 15). На етапі 16 перевіряється наявність змін параметрів навантаження, і якщо вони є — відбувається перехід до етапу 12, якщо ні — далі до етапу 17, на якому, як і на етапі 10, перевіряється, чи не надходила команда завершення роботи — якщо так, то відбувається завершення програми, якщо ні — система керування переходить до етапу 13.

Система заряду акумулятора працює за алгоритмом, представленим на рис. 4.3. На всьому інтервалі роботи система заряду (СЗ) може працювати в режимі заряду акумулятора постійним струмом, режимі компенсації струму саморозряду або бути вимкненою, при режимі роботи СГЕЖ як джерела безперебійного живлення. На етапі 2 алгоритму, рис. 4.3, відбувається задання частоти роботи системи заряду  $f_a$  та величини струму  $I_a$ . На третьому етапі перевіряється наявність напруги мережі, якщо напруга відсутня — ініціюється закінчення програми (етап 15), в іншому випадку система керування переходить до етапу 4 — запуску системи заряду.

На етапі 5 відбувається вимірювання струму заряду акумулятора  $i_a(t)$ , напруги на акумуляторі  $u_a(t)$  та напруги конденсатора  $u_c(t)$ , що є джерелом постійної напруги для системи заряду. На шостому етапі визначається коефіцієнт заповнення імпульсів для транзистора VT5. На сьомому інтервалі алгоритму реалізується контроль заряду акумулятора за спадом напруги [16] і якщо величина  $u_a(t)$  зменшилась по відношенню до попереднього інтервалу, відбувається зміна режиму роботи системи заряду — до компенсації струму саморозряду (етап 10), якщо ж ні — система керування переходить до наступного за номером етапу. На етапі 8 перевіряється наявність змін параметрів електроживлення, таких як відхилення амплітуди чи частоти від норми, відповідно при їх зміні ініціюється перехід до другого етапу, якщо ні — відбувається перевірка, чи не надходив сигнал про закінчення роботи: якщо так — система вимикається (етап 9), ні — переходить до етапу 5.

В режимі компенсації струму саморозряду акумулятора система керування працює за аналогічним з етапами 4–9 принципом. Особливостями режиму компенсації струму саморозряду є те, що підзаряд відбувається струмом величини  $0,05 \times C_a \div 0,033 \times C_a$ , де  $C_a$  — єм-

ність акумулятора в Ахгод [16, 61], а також, при зміні параметрів електроживлення ініціюється перехід до початку алгоритму (етап 2).

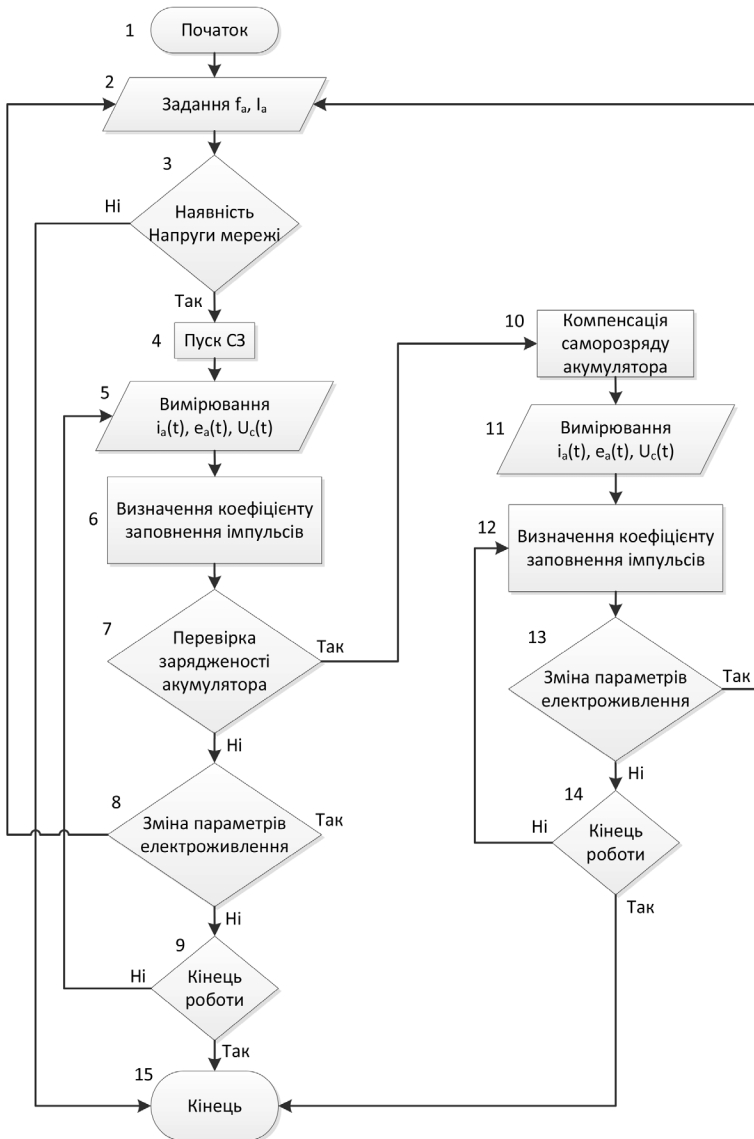


Рис. 4.3. Алгоритм системи заряду акумулятора

Завдяки представленому алгоритму, СГЕЖ на основі паралельного ФКП здатна виконувати такі функції: 1) компенсація реактивної потужності при роботі на навантаження з високим рівнем нелінійних спотворень споживаного струму; 2) заряд акумулятора постійним струмом з контролем за спадом напруги; 3) компенсація струму саморозряду; 4) забезпечення гарантованого електроживлення. Система постійно слідкує за станом мережі і акумулятора та приймає рішення щодо зміни режимів роботи, необхідних за вхідними умовами.

## 4.2. Моделювання процесів фільтро-компенсаційного перетворювача з зарядом акумулятора в середовищі Simulink

За даними, отриманими в розділах 2 та 3, моделювання джерела безперебійного живлення на основі ФКП у програмному забезпеченні Matlab Simulink дозволяє оцінити показники якості струму та коректність роботи системи керування. Модель силової частини фільтро-компенсаційного перетворювача зображена на рис. 4.4, системи керування ФКП — на рис. 4.5, системи керування системи заряду / розряду акумулятора — на рис. 4.6.

Параметри моделі силової частини СГЕЖ:

- діюче значення напруги живлення  $U$  — 220 В;
- частота напруги мережі  $f_c$  — 50 Гц;
- амплітудне значення струму навантаження  $I_{dm}$  — 1 А;
- частота роботи ФКП  $f_k$  — 15 кГц;
- частота роботи системи заряду  $f_a$  — 150 кГц;
- частота роботи системи розряду  $f_p$  — 1 кГц;
- індуктивність дроселя  $L$  — 50 мГн;
- ємність накопичувального конденсатора  $C$  — 50 мкФ;
- напруга конденсатора  $U_c$  — 445 В;
- індуктивність дроселя  $L_1$  — 100 мГн;
- величина струму заряду акумулятора  $I_a$  — 0,1 А;

Модель силової частини містить наступні елементи:

- E, Switch, Step, Sine Wave — модель джерела живлення з параметрами 220 В, 50 Гц;



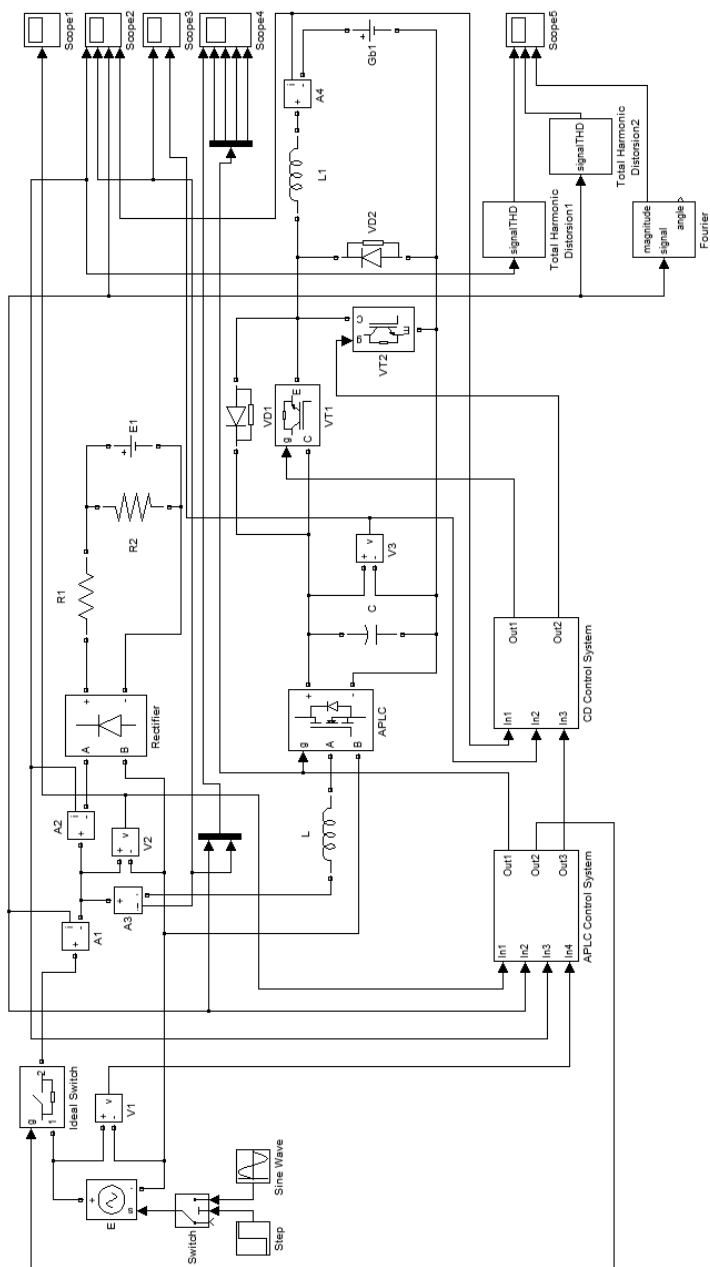


Рис. 4.4. Модель силової частини системи гарантованого електроживлення

- Ideal Switch — модель реле, яке відключає навантаження від мережі.
- Rectifier, R1, R2, E1 — елементи моделювання некерowanego випрямляча з активно-ємнісним навантаженням;
- APLC — модель силової частини компенсатора;
- L — модель згладжувального дроселя;
- C — модель накопичувального конденсатора;
- APLC Control System — модель системи керування ФКП;
- Gb1 — модель акумулятора;
- VT1, VT2, VD1, VD2, L1 — модель системи заряду/розряду акумулятора Gb1;
- CD Control System — модель системи керування системи заряду акумулятора.
- A1–A4, V1–V3, Scope1–Scope5 — відповідно амперметри, вольтметри та осцилографи бібліотеки елементів Simulink;
- Total Harmonic Distorsion1, Total Harmonic Distorsion2 — блоки, що вимірюють коефіцієнт нелінійних спотворень модельованих струмів;
- Fourier — блок, що аналізує гармонічний склад модельованого вхідного сигналу.

Схема ФКП, що розглядається, орієнтована на роботу з навантаженням з високим рівнем спотворення струму, що споживається з мережі (в даному випадку — випрямлячем з активно-ємнісним навантаженням). Для компенсації реактивної потужності необхідно надати вхідному струму і синусоїдальної форми. Компенсатор повинен споживати струм  $i_k$ , рівний:

$$i_k = i - i_d$$

де  $i_d$  — струм, що споживається навантаженням (див. рис. 1.17).

Для відстеження початку та/або кінця інтервалу система керування повинна відстежувати моменти переключення режимів роботи. Початок інтервалу 1 настає при  $u \geq 0$ , інтервал 2 починається та закінчується при  $i_{\text{вх}} = i_d$ , інтервал 3 закінчується при  $u \leq 0$ .

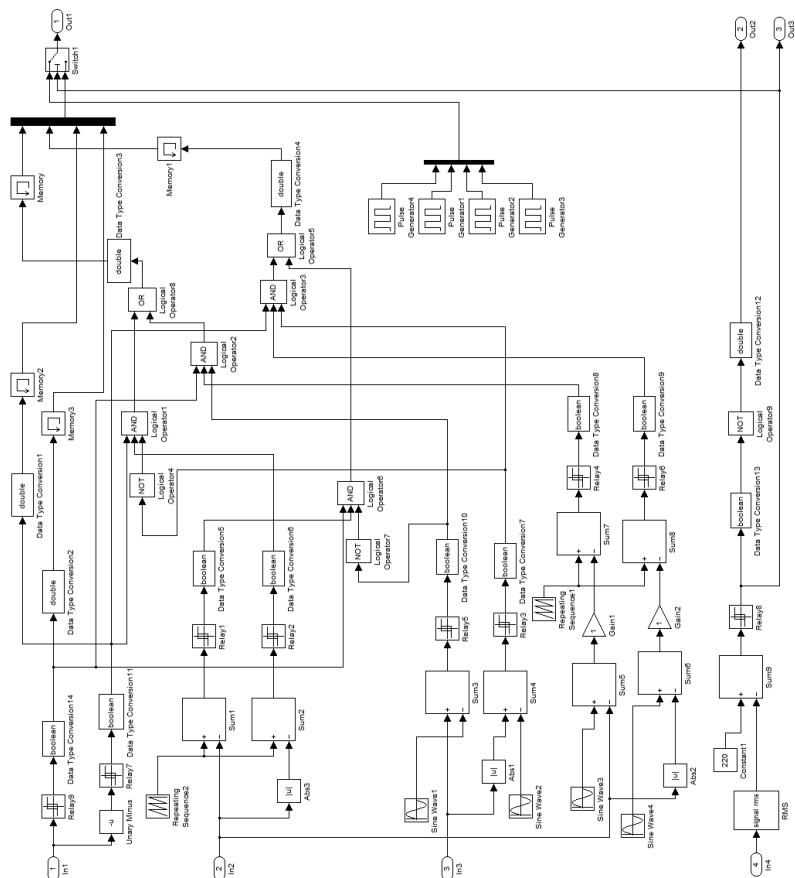


Рис. 4.5. Модель системи керування ФКП

При побудові системи керування враховуються як режими роботи, так і перехід з одного типу задавального впливу до іншого. Модель системи керування ФКП на рис. 4.5 складається з наступних елементів:

- Sine Wave1-Sine Wave4 — задавальні струми;
- Repeating Sequence1, Repeating Sequence2 — модель генератора пилоподібного сигналу;
- Constant1 — опорна напруга;
- RMS — блок, що вираховує середньоквадратичне значення вхідного модельованого сигналу;
- Abs1-Abs2 — блоки, що перетворюють функцію на модуль функції;
- Relay1-Relay9 — модель релейних елементів;
- Gain1, Gain2 — блоки підсилення модельованого сигналу;
- Logic Operator1-Logic Operator9 — блоки логічних операцій «та», «або», «не»;
- Data Type Conversion1-Data Type Conversion12 — блоки перетворення типів даних;
- Sum1-Sum9 — блоки, що реалізують операцію віднімання;
- Switch1 — модель перемикача;
- Memory, Memory1-Memory3 — блоки затримки сигналів на один робочий такт.

Також у моделі присутній блок Mux, що об'єднує модельовані сигнали керування у вектор.

Модель системи керування системи заряду / розряду акумулятора зображена на рис. 4.6 і складається з наступних блоків:

- Repeating Sequence, Repeating Sequence1 — модель генератора пилоподібного сигналу;
- Add1, Add2, Subtract2 — блоки, що реалізують операцію віднімання;
- Gain — блок підсилення модельованого сигналу;
- Relay1-Relay9 — модель релейних елементи;
- Memory — блок затримки сигналу на один робочий такт;
- Constant — опорний струм;
- Switch1, Switch2 — модель перемикачів.

Графіки вхідного струму  $i(t)$ , компенсуючого струму  $i_{\kappa}(t)$ , струму заряду акумулятора  $i_a(t)$  та струму навантаження  $i_d(t)$  представ-

лені відповідно на рис. 4.7, а, б, в і г. Стрибки у формі вхідного струму пов'язані з моментами переключення режимів роботи компенсатора.

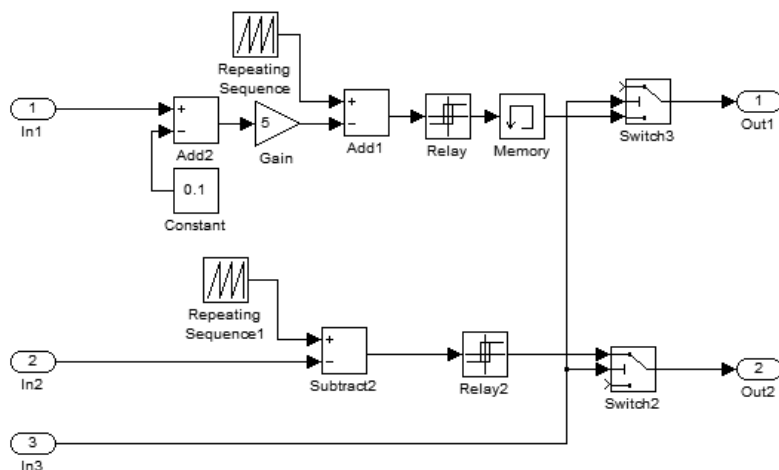


Рис. 4.6. Модель системи керування системи заряду / розряду акумулятора

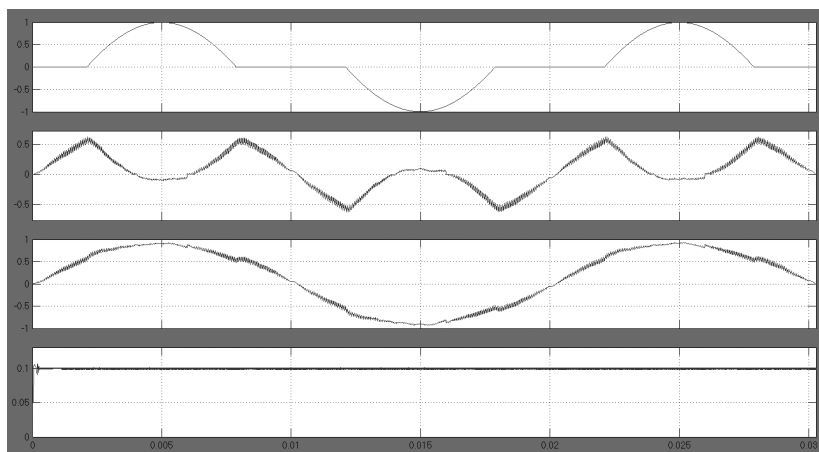


Рис. 4.7. Часові діаграми струмів: а — вхідного струму  $i(t)$ , б — компенсуючого струму  $i_k(t)$ , в — струму заряду акумулятора  $i_a(t)$ , г — струму навантаження  $i_o(t)$

Узгодженість задавальних впливів важлива для роботи системи, адже помилка в їх розрахунках негативно впливатиме на форму вхідного струму, виникатимуть деформації форми струму, а також миттєві імпульси високої амплітуди, які можуть призвести до виходу зі строю приладу, тому використання формул, представлених в розділах 2 та 3, дозволить забезпечити працездатність системи.

Напруга на ємності  $C$  забезпечується постійною, з деякими пульсаціями, що пов'язані з напрямком протікання струму  $i_k$  (рис. 4.8, а), як показано на рис. 4.8, б. Постійна складова напруги  $u_c$  для змодельованого випадку має значення приблизно 315 В, що нижче розрахункової, але достатньо для стабільної роботи системи в заданому режимі, оскільки є більшою за амплітудне значення напруги мережі. Низьке значення напруги конденсатора, отримане при моделюванні, пояснюється високим втратами в схемі силової частини, оскільки якщо привести опори закритих і відкритих ключів до значень, що відповідають реальним, система стане надто жорсткою, що призведе до неможливості виконання моделювання при обраному методі вирішення диференціальних рівнянь (параметр solver), інший метод вирішення диференціальних рівнянь, які відповідають даній моделі, як показала практика моделювання, дає більшу кількість помилок [115]. Стабілізована на величині близько 320 В напруга на накопичувальному елементі дає можливість коректної роботи ШПП понижуючого типу.

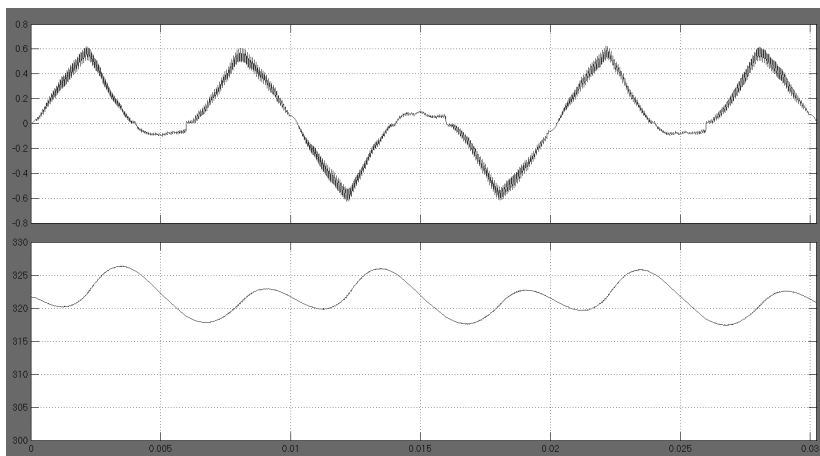
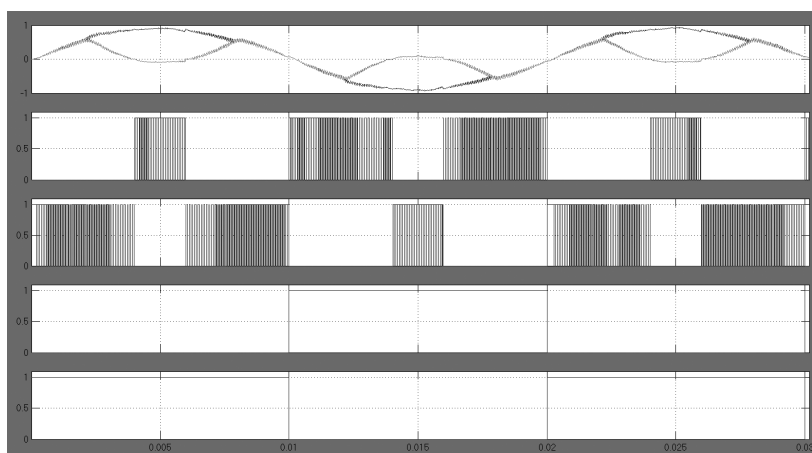


Рис. 4.8. Часові діаграми струму компенсатора  $i_k$  (а) та напруги на ємності  $u_c$  (б)

В режимі роботи СГЕЖ як ФКП забезпечується робота вентилів перетворювача, як описано в підрозділі 1.4. На рис. 4.9, б–д, наведені часові діаграми імпульсів керування транзисторів всередині блоку APLC, які ілюструють процес перемикань пристрою з одного режиму роботи в інший, відносно струмів  $i$  та  $i_k$  (рис. 4.9, а). Пара високочастотних транзисторів (рис. 4.9, б, в) перемикаються у відповідності до їх робочих інтервалів, формуючи коригуючий струм, тоді як інша пара транзисторів (рис. 4.9, г, д) комутується з частотою  $f_c$ , реалізуючи роботу на додатну чи від’ємну півхвилю напруги мережі.



**Рис. 4.9.** Часові діаграми струмів  $i$  та  $i_k$  (а), імпульсів керування високочастотних транзисторів (б, в), імпульсів керування транзисторів, які комутуються з частотою мережі (г, д)

Перемикання СГЕЖ з режиму роботи як ФКП до режиму роботи як ДБЖ реалізується наступним чином: блок Step (див. рис. 4.4) в момент часу 0,1 с посилає сигнал на перемикач Switch, який від’єднує кероване джерело напруги  $E$  від блоку Sine Wave, який задає форму та частоту напруги мережі, таким чином імітуючи зникнення напруги мережі. При отриманні напруги мережі нижче 50 В від номінальної, в системах керування ФКП та системі заряду / розряду акумулятора реалізуються функції переривання: на блок Ideal Switch подається сигнал, що розмикає його; блок Switch1 перемикає ФКП з режиму компенсації на режим інвертування енергії акумуля-

ляторної батареї; блоки Switch2 та Switch3 вимикають ШПП понижуючого типу та вмикають ШПП підвищуючого типу. Таким чином, як показано на рис. 4.10, з затримкою приблизно в  $1/4T_c$  система перемикається до режиму генерації прямокутної напруги, що забезпечує живлення випрямляча з активно-ємнісним навантаженням.

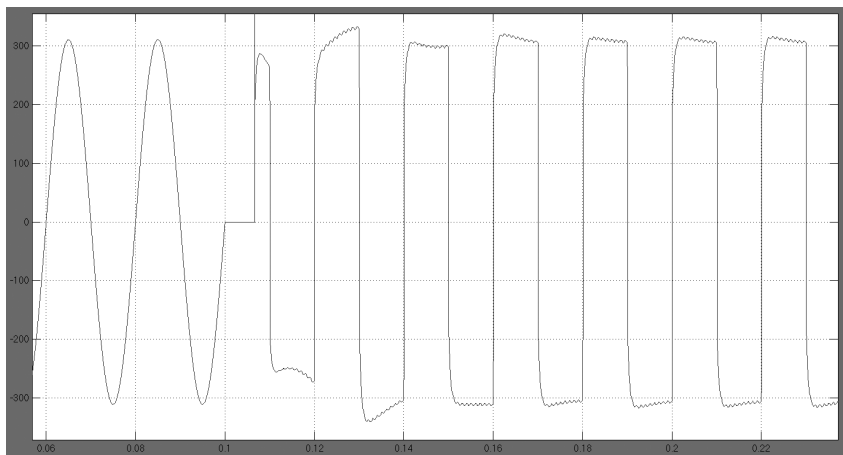


Рис. 4.10. Осцилограма напруги живлення навантаження

Оскільки в системах розподіленої генерації, крім синусоїдальної та постійної напруги додавання енергії в загальному вузлі або контурі використовуються інші форми кривих, наприклад прямокутні або трапецеїдальні, розглянемо, як приклад, трикутну форму напруги. Якщо ФКП працює справно, струм  $i$ , що споживається, має повторювати форму напруги мережі. Графіки струму споживання навантаження, коригуючого струму та вхідного струму при трикутній формі напруги джерела живлення, отримані в результаті моделювання, представлені відповідно на рис. 4.11, а, б і в.

Величина амплітуди вхідного синусоїдального струму в реальних системах буде завжди більшою, ніж розрахована за методами, описаними в розділах 1 та 2, що пов'язано з додатковими втратами потужності на напівпровідникових елементах схеми та активному опорі дроселів.

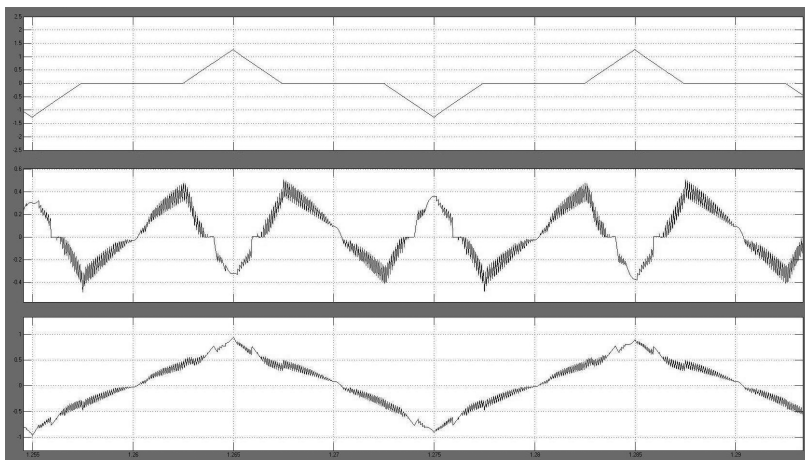
Для визначення ефективності корекції спотворення струму визначимо такі основні параметри, як  $\cos\phi$  та коефіцієнт гармонік.



Величина  $\cos\varphi$  визначається таким чином:

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{U_m \cdot I_{mI}}{U_m \cdot I_m} = \frac{I_{mI}}{I_m},$$

де  $P$  — активна потужність,  $S$  — повна потужність,  $I_{mI}$  — амплітудне значення першої гармоніки споживаного струму.



**Рис. 4.11.** Графіки струмів: а — струму навантаження  $i_d(t)$ , б — компенсуючого струму  $i_k(t)$ , в — вхідного струму  $i(t)$  при трикутній формі напруги живлення

Амплітуда основної гармоніки визначається за допомогою блоку Fourier. Найменша амплітуда першої гармоніки струму складає 0,918 А (рис. 4.12, в) при амплітуді струму 0,92 А. Звідси:

$$\cos\varphi = \frac{0.918}{0.92} = 0.998.$$

Коефіцієнт гармонік можливо визначити за допомогою блоку Total Harmonic Distorsion. Отримане середнє значення в 0,066, тобто 6,6% (рис. 4.12, б), при значенні коефіцієнту гармонік без використання ФКП на рівні 48% (рис. 4.12, а).

За допомогою блоку powergui, який використовує алгоритм швидкого перетворення Фур'є [2], проведений гармонічний аналіз вхідного струму (рис. 4.13), який показав, що амплітуда вищих гармонік різко спадає зі зростом їх номеру, а найбільше значення має третя гармоніка, амплітуда якої не перевищує 5% від основної.

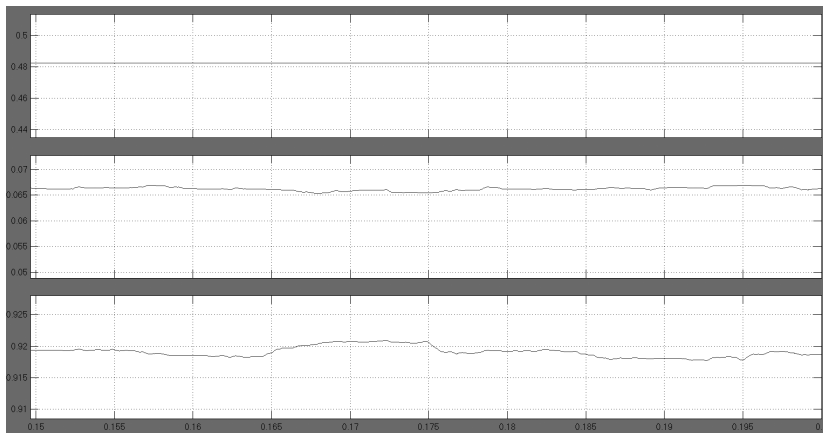


Рис. 4.12. Часові діаграми коефіцієнта гармонік споживаного струму без використання ФКП (а), з використанням ФКП (б) та амплітуди першої гармоніки (в)

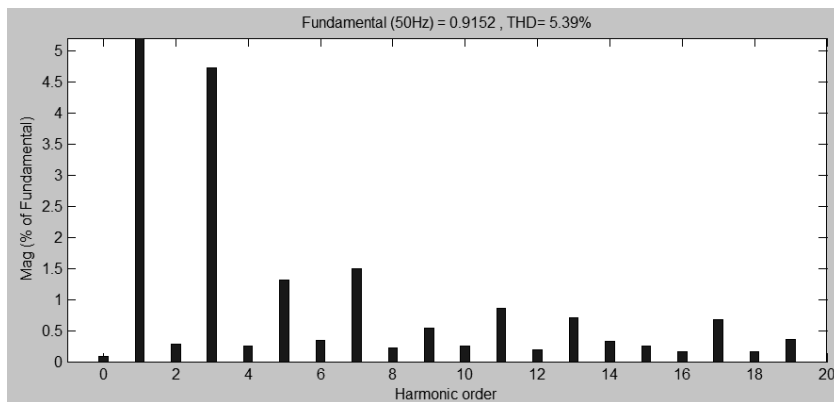


Рис. 4.13. Гармонічний склад споживаного струму

Таким чином, проведене моделювання підтвердило теоретичні викладки розділів 2 та 3, а отримані дані моделювання підтверджують ефективність корекції несинусоїдальності споживаного струму досліджуваным джерелом безперебійного живлення на базі фільтро-компенсаційного перетворювача.

### 4.3. Система керування джерелом безперебійного живлення на базі фільтро-компенсаційного перетворювача

Система керування пристроєм побудована на базі мікроконтролера ATMEGA16 (рис. 4.14). Контроль параметрів системи здійснюється датчиками струму та напруги — DD1–DD3 та DD4–DD8 відповідно. Керування силовими ключами забезпечують драйвери транзисторів DD11–DD18. Схема живлення системи керування побудована на базі інтегрального стабілізатора напруги L7805.

На рис. 4.15 наведено умовне позначення мікропроцесора ATMEGA 16 з частотозадаючими та стабілізуючими ланцюгами, де  $C_7 = C_8 = 47$  пФ,  $C_9 = 20$  пФБ,  $C_{10} - C_{11} = 27$  пФ,  $R_{13} = 1$  кОм.

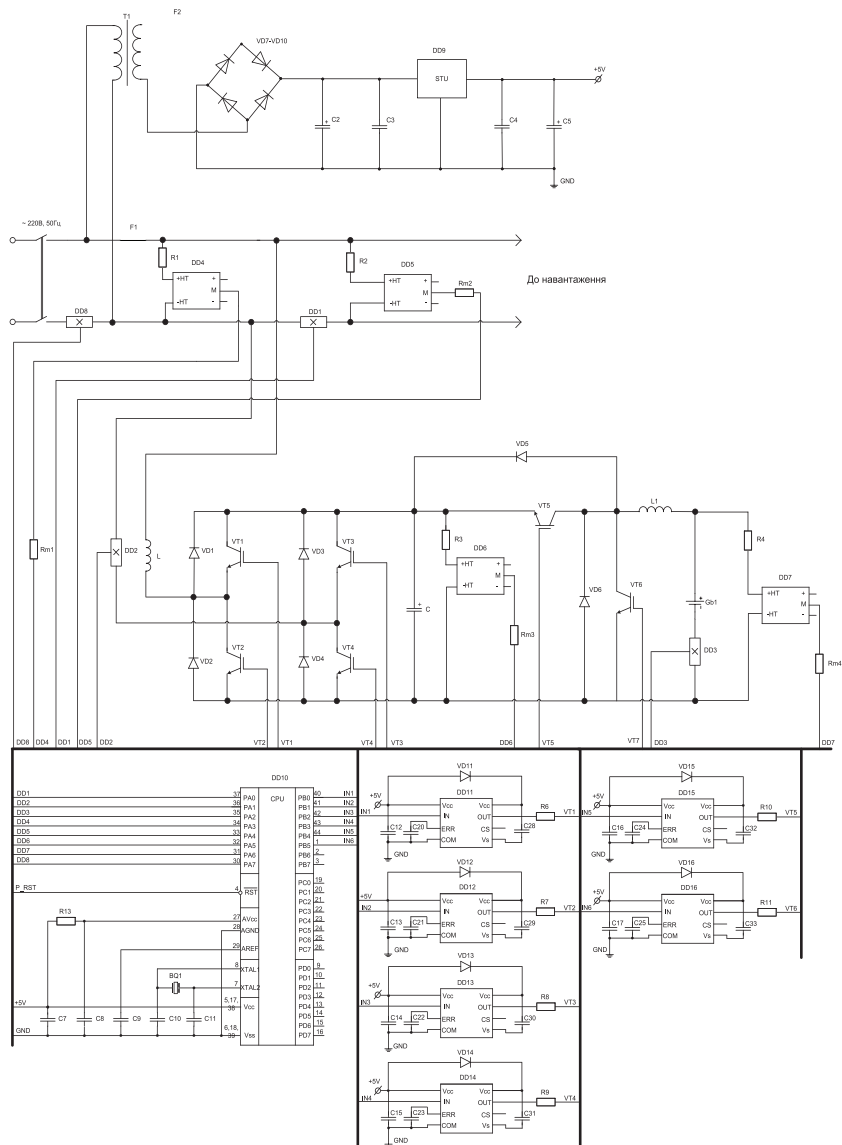
Основні параметри ATMEGA16 мікроконтролера AVR:

- два 8-розрядних таймера / лічильника з окремим попереднім дільником, один з режимом порівняння;
- один 16-розрядний таймер / лічильник з окремим попереднім дільником і режимами захоплення і порівняння;
- лічильник реального часу з окремим генератором;
- чотири канали PWM;
- 8-канальний 10-розрядний аналого-цифровий перетворювач;
- програмований сторожовий таймер з окремим вбудованим генератором;
- вбудований аналоговий компаратор;
- вбудований калібрований RC-генератор;
- внутрішні і зовнішні джерела переривань.

Вказаних параметрів мікропроцесора достатньо для використання його в системі керування СГЕЖ на базі ФКП.

Вимірювання величини струму проводиться за допомогою датчиків ACS758LCB-050B-PFF-T (рис. 4.16), де  $C_{36} - C_{38} = 1$  нФ,  $C_{39} - C_{41} = 0,1$  мкФ.

Цей тип датчиків базується на ефекті Холла. До їх головних переваг відносяться відсутність внесених у систему втрат потужності, гарна електрична ізоляція, широкий діапазон частот і можливість вимірювання постійних струмів.



**Рис. 4.14.** Принципова схема СГЕЖ з системою керування

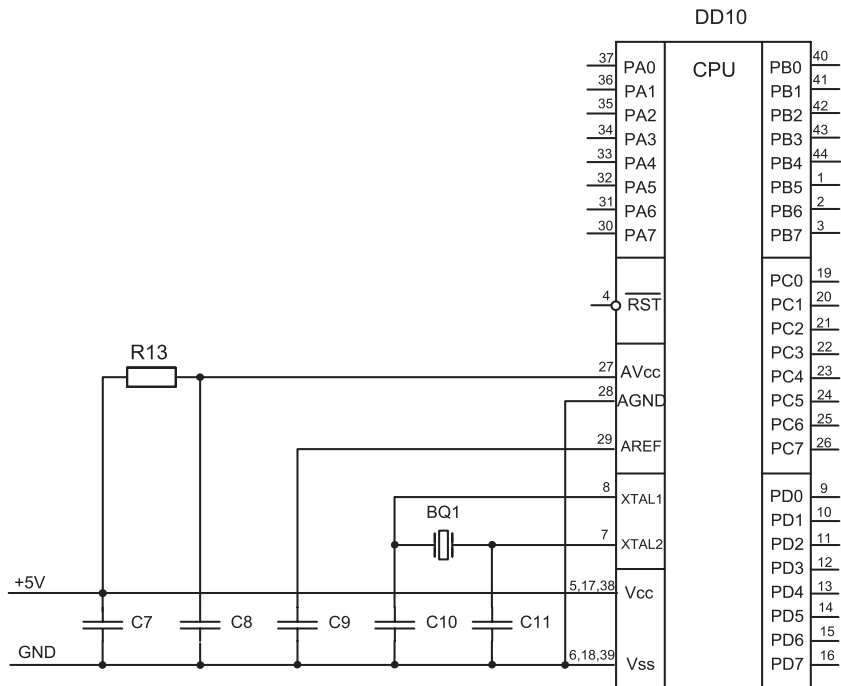


Рис. 4.15. Умовне позначення мікропроцесора ATMEGA 16

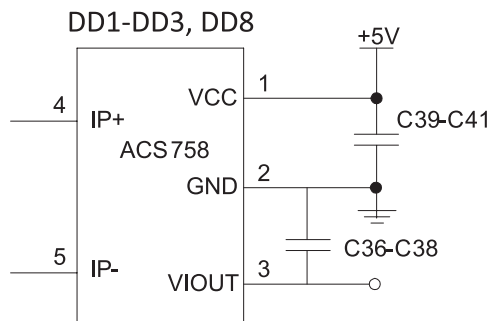


Рис. 4.16. Умовне позначення датчика струму

Вимірювання напруги виконується датчиками LV 25-P (рис. 4.17), де  $R_1 - R_4 = 40 \text{ кОм}$ ,  $R_{m1} - R_{m4} = 100 \text{ Ом}$ .

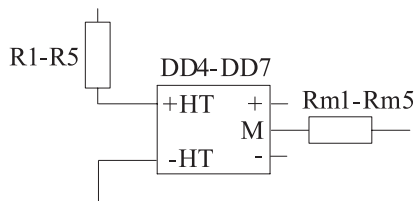


Рис. 4.17. Умовне позначення датчика напруги

Керування IGBT транзисторами здійснюється за допомогою драйверів IR1210 (рис. 4.18), де  $C_{12}-C_{19}=4,7$  мкФ,  $C_{20}-C_{27}=0,1$  мкФ,  $C_{28}-C_{35}=1$  нФ.

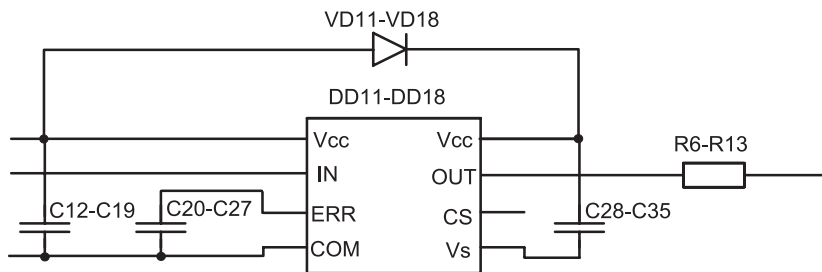


Рис. 4.18. Умовне позначення драйвера

Схема живлення системи керування (див. рис. 4.14) побудована на основі мікросхеми L7805, де  $U_w = 12$  В, струм запобіжника  $I_{F2} = 1$  А, струм через діоди моста  $I_{VD7-VD10\max} = 3$  А,  $C_3-C_4 = 10$  нФ,  $C_5-C_6 = 10$  мкФ. Конденсатори  $C_3-C_6$  необхідні для захисту стабілізатора від завад, що генеруються навантаженням та джерелом живлення.

Таким чином, для реалізації системи керування ФКП з функцією джерела безперебійного живлення достатньо використовувати широківживану та доступну елементну базу, яка включає мікропроцесор, датчики струму, напруги та драйвери, при проектуванні подібних систем з установленою потужністю від сотень Вт до одиниць кВт.

# ДОДАТОК

## Лістинг програми для розрахунку параметрів фільтро-компенсаційного перетворювача в системі гарантованого електроживлення

```
//-----  
  
#include <vcl.h>  
#include <math.h>  
#pragma hdrstop  
#include "Calculation.h"  
//-----  
#pragma package(smart_init)  
#pragma resource "*.dfm"  
TForm1 *Form1;  
//-----  
__fastcall TForm1::TForm1(TComponent* Owner)  
: TForm(Owner)  
{  
}  
//-----  
  
void __fastcall TForm1::Button1Click(TObject *Sender)  
{  
float f, id, wt2, ia, ua, i, l, uc, c, wt1, um, s, q1, wtc, w, u2, idm;  
int n1, n2;  
  
f=StrToFloat(Freq->Text);  
idm=StrToFloat(CurrAmp->Text);  
wt2=StrToFloat(CurrentLenght->Text);  
ia=StrToFloat(ChargeCurrent->Text);  
ua=StrToFloat(ChargeVoltage->Text);  
wt1=(3.14-wt2)/2;  
um=311;  
wtc=6.28;
```

```

w=314;
id=0.637*idm;

i=((((wt2*(wt2-sin(2*wt2)))/(3.14*((2*cos(wt1))-
wt2*sin(wt1)))))*id)+(2*ua*ia)/um;
CurrentAmp->Caption=FormatFloat("0.000", i);

uc=um*(1+sin(wt2/2))/wt2;
Voltage->Caption=FormatFloat("0.000", uc);

q1=3*(2-2*cos(wt2)-wt2*sin(wt2))/(8*(wt2-sin(wt2)))*(uc/um)/
(1+(wtc*(2-2*cos(wt2)-wt2*sin(wt2)))/(4*wt2*sin(wt2/2)*(wt2-
sin(wt2)))*ia*ua/(3*um*id));
l=um*q1/(3*w*idm);
Inductance->Caption=FormatFloat("0.0000", l);

u2=2*um/wt2*cos(wt1);
c=4*(id*u2*wt2+ua*ia*wtc)/(942*uc*uc);
Capacity->Caption=FormatFloat("0.00e-0", c);
}
//-----

```



# СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Абакумов П. Н., Баранов С. А. Фильтр-стабилизатор переменного напряжения для питания персонального компьютера / П. Н. Абакумов, С. А. Баранов // Электротехника. — 1993. — №1. — С. 57–61.
2. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов. Практический подход / Э. Айфичер, Б. Джервис. — М. : ИД «Вильямс», 2004. — 992 с.
3. Артеменко М. Ю., Батрак Л. М. Система багатоваріантного пропорційно-векторного управління паралельним активним фільтром чотирипровідної трифазної системи живлення / М. Ю. Артеменко, Л. М. Батрак // Технічна електродинаміка. — 2014. — №5 — С. 83–85.
4. Баев А. В., Волков Ю. К., Долинин В. П., Корнеев В. Я. Вентильные преобразователи с конденсаторами в силовых цепях / Под ред. Баева А. В. — М. : Энергия, 1969. — 256 с.
5. Баланс энергий в электрических цепях / В. Е. Тонкаль, А. В. Новосельцев, С. П. Денисюк и др.; Отв. ред. И. В. Волков; АН Украины. Ин-т пробл. энергосбережения. — К. : Наукова думка, 1992. — 321 с.
6. Белов Г. А. Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения / Г. А. Белов. — М. : Энергаториздат, 1987. — 120 с.
7. Беляевский Р. В. Вопросы компенсации реактивной мощности / Р. В. Беляевский. — Электрон. дан. — Кемерово : КузГТУ, 2011.
8. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи / Л. А. Бессонов. — М. : Высшая школа, 1984. — 559 с.
9. Борзенко А. «Диетическое» электропитание / А. Борзенко // Компьютер пресс. — 1993. — №5. — С. 9–12.
10. Борисов В. Н. Повышение надежности работы конденсаторных батарей / В. Н. Борисов // Электр. станции. — 1978. — №6. — С. 34–37.
11. Булатов О. Г., Шитов В. А. Принципы построения быстродействующих компенсаторов реактивной мощности / О. Г. Булатов, В. А. Шитов // Электротехника. — №7. — 1989. — С. 5–9.

12. Бурунин О. А., Катков А. А., Московская Е. С. Бесконтактное регулирование мощности конденсаторных установок на основе внутрисхемных переключений / О. А. Бурунин и др. // Электротехника. — №3. — 1996. — С. 36–41.
13. Васильев А., Худяков В., Хабuzов В. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных источников питания / А. Васильев и др. // Силовая электроника. — 2004. — №2. — С. 72–77.
14. Вентильные источники реактивной мощности и регуляторы переменного напряжения / И. В. Волков, А. И. Чиженко; Ин-т электродинамики НАН Украины. — Киев : Изд. Ин-та электродинамики НАН Украины, 1994. — Ч. 1. — 169 с.
15. Вентильные преобразователи переменной структуры / В. Е. Тонкаль, В. С. Руденко, В. Я. Жуйков и др.; Отв. ред. А. К. Шидловский; АН УССР. Ин-т электродинамики. — Киев : Наукова думка, 1989. — 336 с.
16. Волкивский В. Б., Камаев В. С., Колодяжный А. В. Методы заряда никель-кадмиевых аккумуляторных батарей / В. Б. Волкивский и др. // Електроніка і зв'язок. — 2005. — №27. — С. 18–25.
17. Волківський В. Б. Пристрій для заряду асиметричним струмом акумуляторної батареї в буферному режимі / В. Б. Волківський // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силовая електроніка та енергоефективність». — 2004. — Ч. 3. — С. 21–24.
18. Волков И. В. Новая концепция построения силовых цепей частотно-регулируемых электроприводов / И. В. Волков // Технічна електродинаміка. — №4. — С. 21–26.
19. Глушков В. М., Грибин В. П. Компенсация реактивной мощности в электроустановках промышленных предприятий / В. М. Глушков, В. П. Грибин. — М. : Энергия, 1975. — 104 с.
20. Гончаров Ю. П., Сокол Е. И., Никитин А. В., Ересько А. В., Чурсина Ю. В. Улучшение энергетических преобразователей с активными фильтрами непрерывного действия / Ю. П. Гончаров и др. // Технічна електродинаміка. Спеціальний випуск 2. Том 1 «Силовая электроника и энергоэффективность». — 1998. — С. 76–79.
21. Демирчян К. К. Разложение мгновенной мощности на составляющие / К. К. Демирчян // Изв. РАН. Энергетика. — 1994. — №5. — С. 73–79.

22. Демирчян К. С. Реактивная или обменная мощность? / К. С. Демирчян // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. — 1984. — №2. — С. 67–72.
23. Домнин И. Ф. Влияние параметров силового оборудования фильтрокомпенсирующего устройства на гармонический состав тока сети / И. Ф. Домнин // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». — 2005. — Ч. 1. — С. 34–36.
24. Домнин И. Ф., Жемеров Г. Г., Сокол Е. И. Перспективы применения полупроводниковых компенсаторов реактивной мощности в сетях электроснабжения промышленных предприятий / И. Ф. Домнин и др. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». — 2002. — Ч. 1. — С. 37–42.
25. Жаркин А. Ф., Возный В. А., Бойко П. С. Математическая модель низковольтной сети с нелинейными нагрузками / А. Ф. Жаркин и др. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». — 2002. — Ч. 1. — С. 117–119.
26. Жаркин А. Ф., Новский В. А., Палачев С. А. Нормативно-правовое регулирование качества электрической энергии. Анализ украинских и европейских законодательных актов и нормативно-технических документов / А. Ф. Жаркин // Киев : Ин-т электродинамики НАН Украины. — 2010. — 167 с.
27. Жаркін А. Ф., Пазеев А. Г. Експериментальні дослідження однофазного перетворювача змінної напруги на постійну з корекцією коефіцієнту потужності та гальванічним розв'язком входу з виходом / А. Ф. Жаркін, А. Г. Пазеев // Технічна електродинаміка. — Тематичний випуск «Силовая электроника та енергоефективність». — 2009. — Ч. 2. — С. 56–60.
28. Жарков Ф. П. Об одном способе определения реактивной мощности / Ф. П. Жарков // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. — 1984. — №2. — С. 73–78.
29. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий / И. В. Жежеленко. — 4-е изд., перераб. и доп. — М. : Энергоатомиздат, 2000. — 331 с.
30. Железко Ю. С. Компенсация реактивной мощности в сложных электрических системах / Ю. С. Железко. — М. : Энергоатомиздат, 1981. — 200 с.

31. Железко Ю. С. Потери электроэнергии. Реактивная мощность. Качество электроэнергии : Руководство для практических расчетов / Ю. С. Железко. — М. : ЭНАС, 2009. — 456 с.
32. Жемеров Г. Г., Ильина Н. А., Ильина О. В. Уменьшение потерь и улучшение качества электроэнергии в системах коммунального электроснабжения / Г. Г. Жемеров и др. // Технічна електродинаміка. — Тематичний випуск «Силовая електроніка и энергоэффективность». — 2008. — Ч. 2. — С. 80–87.
33. Жемеров Г. Г., Сокол Е. И., Бару А. Ю., Шиндес Ю. Л. Перспективы применения силовой электроники в энергетике / Г. Г. Жемеров и др. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силовая електроніка та енергоефективність». — 2000. — Ч. 1. — С. 3–8.
34. Жуйков В. Я., Нгуен Лыхай Тунг. Условие компенсации реактивной мощности высокочастотным преобразователем параллельного типа / В. Я. Жуйков, Нгуен Лыхай Тунг // Електроніка и связь. — 1998. — №5. — С. 82–85.
35. Жуйков В. Я., Миколаєць Д. А. Особливості режимів роботи ФКП / В. Я. Жуйков, Д. А. Миколаєць // Технічна електродинаміка. — 2011. — Тематичний випуск. Силовая електроніка та енергоефективність. — С. 24–29.
36. Жуков Л. А., Карташев И. И., Рыжов Ю. П. Дискретное быстродействующее регулирование мощности батарей статических конденсаторов с помощью тиристорных выключателей / Л. А. Жуков // Электричество. — 1977. — №7. — С. 68–71.
37. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники / Г. С. Зиновьев. — Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2000. — Ч. 2 — 197 с.
38. Зорохович А. Е. Основы электротехники для локомотивных бригад / А. Е. Зорохович. — 6-е изд. — М. : Транспорт, 1973. — 448 с.
39. Ильяшов В. П. Конденсаторные установки промышленных предприятий / В. П. Ильяшов. — Энергоатомиздат, 1983. — 152 с.
40. Карташев И. И., Ильиничнин В. В. Применение статических компенсаторов в электрических системах / И. И. Карташев, В. В. Ильиничнин // Электричество. — 1989. — №9. — С. 8–16.
41. Кириленко О. В., Буткевич О. Ф. Науково-технічні аспекти забезпечення надійної роботи ОЕС України в умовах реформу-

- вання енергетики / О. В. Кириленко, О. Ф. Буткевич // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». — 2008. — Ч. 1. — С. 72–77.
42. Климов В. П. Источники бесперебойного питания: анализ технических и потребительских свойств / В. П. Климов // Монитор. — 1994. — №1. — С. 4–9.
43. Козлов А. В., Скорубский А. Е. Однофазный централизованный стабилизатор напряжения с принудительным формированием потребляемого тока / А. В. Козлов, А. Е. Скорубский // Тез. докл. VI МНТК по средствам вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры (Ленинград, 1990). — Л. : ЦНПО «Ленинец», 1990. — С. 42–44.
44. Комаров Н. С., Руденко Ю. В. Выбор способа стабилизации потребляемого тока повышающего импульсного регулятора / Н. С. Комаров, Ю. В. Руденко // Тез. докл. IV Всесоюз. науч.-техн. конф. «Проблемы преобразовательной техники» (Киев, 1987 г.). — Киев : Ин-т электродинамики АН УССР, 1987. — Ч. IV. — С. 121–123.
45. Константинов Б. А., Зайцев Г. З. Компенсация реактивной мощности / Б. А. Константинов, Г. З. Зайцев. — Л. : Энергия, 1976. — 104 с.
46. Коррекция коэффициента мощности и фильтрация гармоник в электроустановках — [http://www05.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/56e521b30dedd3a2c1257b560029880f/\\$file/8%20Power%20factor%20correction%20and%20harmonic%20filtering%20in%20electrical%20plants.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/56e521b30dedd3a2c1257b560029880f/$file/8%20Power%20factor%20correction%20and%20harmonic%20filtering%20in%20electrical%20plants.pdf)
47. Кочкин В. И. Традиционные и новые технологии управления режимами работы электрических сетей на основе устройств силовой электроники / В. И. Кочкин // Электротехника. — 2009. — №6.
48. Кравченко Ю. И., Кувейда В. П., Олексенко В. Г. Регулирование мощности конденсаторных батарей / Ю. И. Кравченко и др. // Техн. электродинамика. — 1996. — №4. — С. 65–69.
49. Крайз А. Г., Лейтес Л. В. Об индуктивных устройствах для статических конденсаторов реактивной мощности / А. Г. Крайз, Л. В. Лейтес // Электричество. — 1979. — №10. — С. 56–59.

50. Красник В. В. Автоматические устройства по компенсации реактивной мощности в электросетях предприятий / В. В. Красник. — М. : Энергоатомиздат, 1983. — 136 с.
51. Красник В. В., Джус Н. И. Повышение точности регулирования мощности конденсаторных установок / В. В. Красник, Н. И. Джус // Пром. энергетика. — 1985. — №4. — С. 47–48.
52. Крогерис А. Ф., Рашевиц К. К., Трейманис Э. П. Оценка энергетических процессов по мгновенной мощности / А. Ф. Крогерис и др. // Электричество. — 1987. — №7. — С. 31–35.
53. Лебедин А. А., Джус Н. И. Повышение эффективности конденсаторных установок / А. А. Лебедин, Н. И. Джус // Пром. энергетика. — 1996. — №1. — С. 34–35.
54. Либкинд М. С., Дорожко Л. И. Реакторы с поперечным подмагничиванием / М. С. Либкинд, Л. И. Дорожко. — М. : Энергия, 1977. — 177 с.
55. Либкинд М. С., Черновец А. К. управляемый реактор с вращающимся магнитным полем / М. С. Либкинд, А. К. Черновец. М М. : Энергия, 1971. — 80 с.
56. Липковский К. А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения / К. А. Липковский. — Киев : Наукова думка, 1983. — 216 с.
57. Липковский К. А., Кирик В. В., Жаркин А. Ф., Самков А. В. Особенности электропитания «энергоэффективных потребителей» / К. А. Липковский и др. // Техн. электродинаміка. — Тематичний випуск. Моделювання електронних, енергетичних та технологічних систем. — Частина 1. — С. 94–96.
58. Ломоносов В. Ю., Поливанов К. М. Электротехника. Основные понятия / В. Ю. Ломоносов, К. М. Поливанов. — М.–Л. : Госэнергоиздат, 1962. — 392 с.
59. Маевский О. А. Энергетические показатели вентильных преобразователей / О. А. Маевский. — М. : Энергия, 1978. — 320 с.
60. Межлумян А. Цифровой генератор аналоговых сигналов / А. Межлумян // Радио. — 1994. — №10. — С. 34–35.
61. Миколаєць Д. А., Микитюк В. І. Інтервальні струми в фільтро-компенсуючому перетворювачі з компенсацією струму саморозряду акумулятора / Д. А. Миколаєць, В. І. Микитюк // Технічна електродинаміка. — 2014. — №4 — С. 75–77.

62. Минин Г. П. Реактивная мощность / Г. П. Минин. — 2-е изд., перераб. — М. : Энергия, 1978. — 88 с.
63. Михальський В. М., Соболев В. М., Чопик В. В., Шаповал І. А. Керування вхідною реактивною потужністю матричних перетворювачів / В. М. Михальський // Технічна електродинаміка. — 2014. — №3 — С. 33–41.
64. Михальський В. М., Соболев В. М., Чопик В. В., Шаповал І. А. Стратегія мінімізації небажаних складових миттєвої потужності із застосуванням різних топологій паралельних активних фільтрів / В. М. Михальський та ін. // Технічна електродинаміка. — 2014. — №1 — С. 41–50.
65. Михальський В. М., Соболев В. М., Шаповал І. А., Чопик В. В. Розширення діапазону регулювання вхідної реактивної потужності матричних перетворювачів засобами керування / В. М. Михальський та ін. // Технічна електродинаміка. — 2012. — №2 — С. 53–54.
66. Нгуен Лыхай Тунг. Высокочастотный компенсатор реактивной мощности с источником резервного питания / Нгуен Лыхай Тунг // Электроника и связь. — 1999. — №6. — С. 31–38.
67. Нгуен Лыхай Тунг, Гулый В. Д. Цифровой генератор аналоговых сигналов с кратно-адаптивной дискретизацией / Нгуен Лыхай Тунг, В. Д. Гулый // Электроника и связь. — 1997. — №2. — С. 378–382.
68. Нгуен Лыхай Тунг, Тодоренко В. А., Гулый В. Д. Сравнительный анализ основных критериев определения реактивной мощности и перспективы развития статических компенсирующих устройств / Нгуен Лыхай Тунг и др. // Электроника и связь. — 1997. — №3. — С. 54–57.
69. Павлов В. Б., Попов О. В. Визначення параметрів імпульсного зарядного пристрою акумуляторів автономних систем електроживлення / В. Б. Павлов, О. В. Попов // Технічна електродинаміка. — Тематичний випуск «Силовая електроніка та енергоефективність». — 2009. — Ч. 2. — С. 23–25.
70. Патент А. с. 1101966 СССР, МКИ H02J3/18. Статический регулируемый источник емкостной реактивной мощности / И. М. Чиженко, А. И. Чиженко. — Опубл. 07.07.84. Бюл. 25.

71. Петров С. Сварочный инвертор начального уровня: пример разработки / С. Петров // Силовая электроника. — [http://www.power-e.ru/2010\\_5\\_82.php](http://www.power-e.ru/2010_5_82.php).
72. Плесков В. И., Гумановский В. Я., Камбулин В. А. Источник реактивной мощности на базе инвертора напряжения / В. И. Плесков // Электричество. — 1978. — №10. — С. 20–28.
73. Поліщук С. Й., Артеменко М. Ю., Михальський В. М., Батрак Л. М., Шаповал І. А. Стратегія керування паралельним активним фільтром з частковим послабленням складової нульової послідовності напруг трифазної чотирипровідної мережі / С. Й. Поліщук та ін. // Технічна електродинаміка. — 2013. — №3. — С. 12–19.
74. Поспелов Г. Е., Сыч Н. М., Федин В. Т. Компенсирующие и регулирующие устройства в электрических системах / Г. Е. Поспелов и др. — Л. : Энергоатомиздат, 1983. — 112 с.
75. Псурцев В., Федоров М. Цифровой синтез аналогового сигнала / В. Псурцев, М. Федоров // Радио. — 1994. — №2. — С. 37–38.
76. Розанов Ю. А. Тиристорные преобразовательные установки с повышенным коэффициентом мощности. В кн.: Состояние и эффективность использования силовых полупроводниковых преобразовательных устройств / Ю. А. Розанов. — Запорожье, 1967.
77. Руденко В. С., Жуйков В. Я., Сучик В. Е. Аналіз процесів в напівпровідникових перетворювачах на основі графів / В. С. Руденко та ін. — Київ : НТУУ «КПІ», електронний підручник, 2010. — 68 с.
78. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы преобразовательной техники : учебник для вузов / В. С. Руденко и др. — М. : Высшая школа, 1980. — 424 с.
79. Савиновский Ю. А., Стратонов А. В. Некоторые противоречия теории мощности / Ю. А. Савиновский, А. В. Стратонов // Изв. вузов СССР. Энергетика. — 1984. — №10. — С. 58–60.
80. Седаков Л. В. Конденсаторные установки / Л. В. Седаков. — М.–Л. : Госэнергоиздат, 1963. — 72 с.
81. Сидоров В. С. Регулируемые источники реактивной мощности на основе конденсаторных батарей / В. С. Сидоров // Техн. электродинамика. — 1990. — №1. — С. 63–66.



82. Соколов М. М., Долбилин Е. В. Методы снижения несинусоидальности напряжения сети при работе статических источников питания электротермических установок / М. М. Соколов, Е. В. Долбилин // Пром. энергетика. — 1987. — №1. — С. 35–37.
83. Статические компенсаторы для регулирования реактивной мощности // Под ред. Матура Р. М.: пер. с англ. — М. : Энергоатомиздат, — 1987. — 160 с.
84. Статические компенсаторы реактивной мощности в электрических системах: Пер. тематического сб. рабочей группы Исследовательского Комитета №38 СИГРЭ // Под ред. Карташева И. И. — М. : Энергоатомиздат, 1990. — 174 с. — (Энергетика за рубежом).
85. Стжелецки Р. Основные структуры, принципы управления и свойства гибридных систем компенсаций неактивных составляющих тока / Р. Стжелецки // UEES. — 1996. — С. 611–614.
86. Стжелецки Р., Коротеев И. Е., Жуйков В. Я. Хаотические процессы в системах силовой электроники / Р. Стжелецки и др. — К. : АВЕРС, 2001. — 197 с.
87. Суровцев Д. В. ИБП — Заглянем внутрь / Д. В. Суровцев // Компьютеры + Программы. — 1995. — №6 (21). — С. 62–66.
88. Терещенко Т. О., Співак В. М., Волківський В. Б. Пристрій для заряду енергоємних акумуляторних батарей асиметричним струмом / Т. О. Терещенко та ін. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». — 2003. — Ч. 2. — С. 11–15.
89. Тонкаль В. Е., Жуйков В. Я., Денисюк С. П., Яценко Ю. А. Компенсация неактивных составляющих полной мощности в цепях несинусоидального тока и напряжения / В. Е. Тонкаль и др. // Техн. электродинамика. — 1989. — №5. — С. 26–29.
90. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А. К. Шидловский, А. В. Козлов, Н. С. Комаров, Г. А. Москаленко. — Киев : Наукова думка, 1993. — 271 с.
91. Федий В. С. Определение начального напряжения конденсатора при четном соотношении периодов выходного напряжения и управления однофазного вентильно-конденсаторного источника реактивной мощности / В. С. Федий // Техн. электродинамика. — 1993. — №2. — С. 35–41.

92. Федий В. С., Чередниченко С. Л. Анализ сетевого тока однофазного вентильно-конденсаторного источника реактивной мощности / В. С. Федий, С. Л. Чередниченко // Техн. электродинамика. — 1992. — №5. — С. 34–41.
93. Федий В. С., Чередниченко С. Л. Регулировочные характеристики однофазного вентильно-конденсаторного источника реактивной мощности с частотным регулированием / В. С. Федий, С. Л. Чередниченко // Техн. электродинамика. — 1993. — №6. — С. 33–39.
94. Чередниченко С. Л. Определение начального тока однофазного вентильно-конденсаторного источника реактивной мощности конденсатора при четном соотношении периодов выходного напряжения и управления / С. Л. Чередниченко // Техн. электродинамика. — 1993. — №3. — С. 30–35.
95. Чередниченко С. Л. Особенности коммутации вентилей в схеме однофазного вентильно-конденсаторного источника реактивной мощности / С. Л. Чередниченко // Техн. электродинамика. — 1993. — №2. — С. 41–43.
96. Чиженко А. И., Борисенко В. И. Вентильные компенсационные источники реактивной мощности и регуляторы переменного напряжения / А. И. Чиженко, В. И. Борисенко. — К., 1987. — 59 с. — (Препр. / АН УССР. Ин-т электродинамики; №517).
97. Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники / И. М. Чиженко и др. — Высшая школа, 1974. — 430 с.
98. Чопик В. В., Михальський В. М., Поліщук С. Й., Соболев В. М., Шаповал І. А. Просторово-векторне керування паралельними активними фільтрами / В. В. Чопик // Технічна електродинаміка. — 2013. — №4. — С. 34–41.
99. Шидловский А. К., Жаркин А. Ф. Высшие гармоники в низковольтных электрических сетях / А. К. Шидловский, А. Ф. Жаркин. — К. : Наукова думка, 2005. — 210 с.
100. Шидловский А. К., Липковский А. К., Чехет Э. М., Щерба А. А. Обеспечение энергоэффективности электротехнических и энерготехнологических комплексов средствами силовой электроники / А. К. Шидловский и др. // Технічна електродинаміка. Спеціальний випуск 2. Том 1 «Силовая электроника и энергоэффективность». — 1998. — С. 5–12.

101. Шидловський А. К., Новський В. О., Жаркін А. Ф. Стабілізація параметрів електричної енергії в трифазних системах напівпровідниковими коригуючими пристроями / А. К. Шидловський та ін. // Київ, Інститут електродинаміки НАН України. — 2013. — 378 с.
102. Шидловский А. К., Федий В. С. Частотно-регулируемые источники реактивной мощности / А. К. Шидловский, В. С. Федий. — К. : Наукова думка, 1980. — 304 с.
103. Шидловский А. К., Федий В. С., Попов А. В. Однофазный источник реактивной мощности с частотным регулированием / А. К. Шидловский и др. — К., 1976. — 56 с. — (Препр. / АН УССР. Ин-т электродинамики; №144).
104. Юрченко Н. Н. Энергосберегающие аспекты современной технологии / Н. Н. Юрченко // Технічна електродинаміка. — Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки». — 2006. — Ч. 6. — С. 82–83.
105. Ямненко Ю. С., Терещенко Т. О., Миколаєць Д. А. Фільтро-компенсуючий перетворювач з системою заряду / розряду акумуляторної батареї / Ю. С. Ямненко та ін. // Технічна електродинаміка. — 2015. — №5 — С. 16–20.
106. Barrero F, Martínez S., Martínez P.M., Yeves F: Active power filters for line conditioning: a critical evaluation // IEEE Transactions on Power Delivery. — 2000. — Vol. 15, No. 1. — pp. 283–290.
107. Barrero F, Martínez S., Yeves F., Mur F., Martínez P.M: Universal and reconfigurable to UPS active power filter for line conditioning // IEEE Transactions on Power Delivery. — 2003. — Vol. 18, No.1. — pp. 319–325.
108. Cadaval E.R., Gonzalez F.B., Montero M.I.M. Active power line conditioner based on two parallel converters topology // Compatibility in Power Electronics. — 2005. — IEEE, June 1. — pp. 134–140.
109. Chen J. and Chang C. Analysis and design of SEPIC converter in boundary condition mode for universal-line power factor correction applications // IEEE PESC\’01 Proc. — 2001. — pp. 742–747.
110. Date book and Design Guide / Power integrations, Inc. 1996–1997. pp. 3-180–3-191.

111. Dixon J., Moran L., Rodriguez J., Domke R. Reactive power compensation technologies: State-of-the-art review // Proc. IEEE. — 2005. — Vol. 93, No. 12. — pp. 2144–2164.
112. Frackowiak L., Strzelecki R. Hybrid filter operation during nonlinear load current pulsations // Compel. — 1997. — No. 1. — Vol. 16. — pp. 38–48.
113. Fu M., Chen Q. A DSP based Controller for Power Factor Correction (PFC) in a Rectifier Circuit // IEEE Applied Power Electronics (APEC) Proc. — 2001. — pp. 144–149.
114. Gun-Woo Moon, Wan-Ki Min, Kyeong-Hwa Kim. Isolated ZVS-PWM power factor correction converter // EPE Journal. — 1998. — No. 3–4. — Vol. 7. — pp. 25–32.
115. <http://matlab.exponenta.ru>
116. <http://www.mathworks.com/products/matlab/>
117. <http://www.ptc.com/engineering-math-software/mathcad>
118. Jingquan C., Maksimovic D., Erickson R. A new low-stress buck-boost converter for universal-input PPC applications // 16th IEEE APEC Conf. Proc. — 2001. — Vol. 1. — pp. 343–349.
119. Johan H. R. Enslin, Jacobus D. Van Wyk. A new control philosophy for power electronic converters as fictitious power compensators // IEEE Trans. on Power Electron. — 1990. — No. 1. — Vol. 5. — pp. 88–97.
120. Jou H. L., Wu J. C. A new parallel processing ups with the performance of harmonic suppression and reactive power compensation // IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'94), Proc. — 1994. — pp. 1443–1450.
121. Kocher M. J., Steigerwald R. L. An AC-to-DC converter with high quality input waveforms // IEEE Transaction on Industry Application. — 1983. — № 4. — Vol. 19. — pp. 586–599.
122. Komrumpf W. P., Walden J. P. Power factor of active filtering systems // IEEE PESC Conf. Rec. — 1976.
123. Power Systems catalog. — Philips, 1994/1995.
124. Richardeau F., Ladoux P., Cheron Y. Introduction of “Dual-switching” cells in high-power phase-controlled converters // EPE Journal. — 1998. — No. 3–4. — Vol. 7. — pp. 18–24.
125. Strzelecki R. Investigation of the small UPQC systems: part 1 — model. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». — 2005. — Ч. 3. — С. 85–90.

126. Strzelecki R. Investigation of the small UPQC systems: part 2 — experiment // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». — 2005. — Ч. 1. — С. 114–119.
127. TMOS-Power MOSFET Transistor Device Data. — Motorola, 1994.
128. Todorenko A. V., Nguyen Lu Hai Tung, Jacek Rusinski. A Power Factor Conditioner with Uninterruptible Power Supply Capability // Elektrotechnika Prady Niesinusoidalne EPN'98, Zielona Gora. — 1998. — V. 2. — pp. 467–474.
129. Tuomainen M. Harmonics and reactive power compensation in practice // Nokian capacitors. — 2004. — 21 pp.
130. Vorperian V., Ridley R. B. A simple scheme for unity power-factor rectification for high frequency AC buses // IEEE Transactions on Power Electronics. — 1990. — No. 1. — Vol. 5. — pp.77–87.
131. [www.infineon.com](http://www.infineon.com)
132. [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)
133. [www.ti.com](http://www.ti.com)

*Наукове видання*

**Жуйков В. Я., Миколаєць Д. А., Тунг Н. Л.**

**ОДНОФАЗНИЙ  
ФІЛЬТРО-КОМПЕНСУЮЧИЙ  
ПЕРЕТВОРЮВАЧ  
НА СТОРОНІ ЗМІННОГО СТРУМУ**

Підписано до друку 30.05.2018 р.  
Формат 60х84/16. Папір офсетний.  
Ум. друк. арк. 8,95  
Наклад 300 прим.

ВД «Освіта України»  
ФОП «Сухачов»

65023 м. Одеса, вул. Садова, 14

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру  
суб'єктів видавничої справи ДК № 4362 від 13.07.2012 г.  
Тел/факс (098) 457-75-00 (044) 507-04-52, (050) 552-20-13,  
E-mail: osvita.odessa@gmail.com , www.rambook.ru

Видавничий дім «Освіта України» запрошує авторів до співпраці  
з випуску видань, що стосуються питань управління,  
модернізації, інноваційних процесів, технологій, методичних  
і методологічних аспектів освіти та навчального процесу  
у вищих навчальних закладах.  
Надаємо всі види видавничих та поліграфічних послуг.